SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV

4

1960

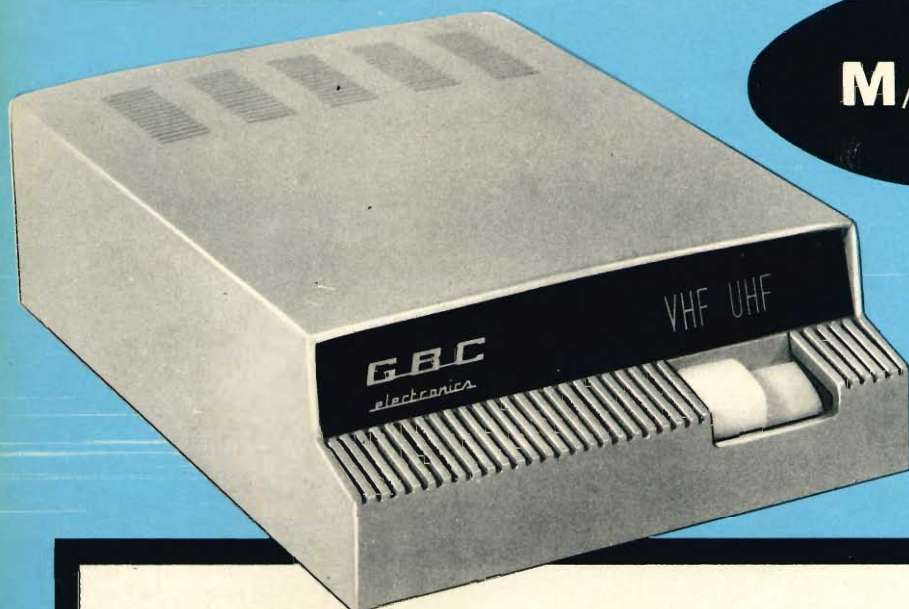
IN QUESTO NUMERO:

Televisione a colori

Nuovi cinescopi 19" e 23"

Ricevitore a transistor

Sped. in Abb. Postale · Gruppo IV

CONVERTITORE VHF-UHF

M/360

BANDA RICEVIBILE
Nel campo UHF, da 470 fino a 790 MHz, cioè tutta la banda IV e V secondo la pianificazione C.C.I.R. di Ginevra (andrà ufficialmente in vigore dal 1° maggio 1961).

IMPEDENZA D'ENTRATA
Simmetrica 240 ÷ 300 ohm.

ONDE STAZIONARIE
Valore medio 1,6 (al massimo inferiore a 2,3) corrispondente ad un coefficiente di riflessione (ρ) del 20%.

LARGHEZZA DEL FILTRO PASSA-BANDA
Per una attenuazione max di 2 dB, ≥ 10 MHz.

RUMORE
A 600 MHz, circa 17 K_{to}, equivalente ad N = 12,5 dB. Il rumore globale convertitore più T.V. (di tipo medio), non supera generalmente i 18 K_{to}.

GUADAGNI
A 600 MHz:
in tensione = 3 volte
in potenza = 9 volte

USCITA
Simmetrica 240 ÷ 300 ohm sui canali A (centro banda 56 MHz) oppure C (centro banda 84,5).

STABILITA' DELL'OSCILLATORE
a) Per variazioni di tensione anodica del ± 10 % (con filamenti costanti) a 600 MHz: ≤ ± 150 KHz.
Per variazioni alimentazione filamenti del ± 10 % (con tensione anodica costante), a 600 MHz: ≤ ± 100 KHz.
Per variazioni globali d'alimentazione (rete) del ± 10 % a 600 MHz: ≤ ± 200 KHz.
Deriva termica (dopo 2' dall'accensione e fino a 60') e con un contemporaneo aumento della temperatura di 25° C a 600 MHz: ≤ ± 300 KHz.

RADIAZIONE
Misurata a 600 MHz e a 3 m. di distanza, secondo norme I.E.C.: ≤ 750 μV/m.
La tensione dell'oscillatore presente all'entrata è sempre ≤ 2 V.

VALVOLE UTILIZZATE
N° 2 Philips PC86; tensione di filamento 7,6; corrente di filamento di 0,3 A; tensione anodica 175 Volt con un assorbimento anodico globale di circa 25 mA.

CONSUMO
Inferiore a 20 Watt.

DIMENSIONI
Larghezza: cm. 15,5 Altezza: cm. 6,5
Profondità: cm. 22 Peso: Kg. 1,150

L. 25.000

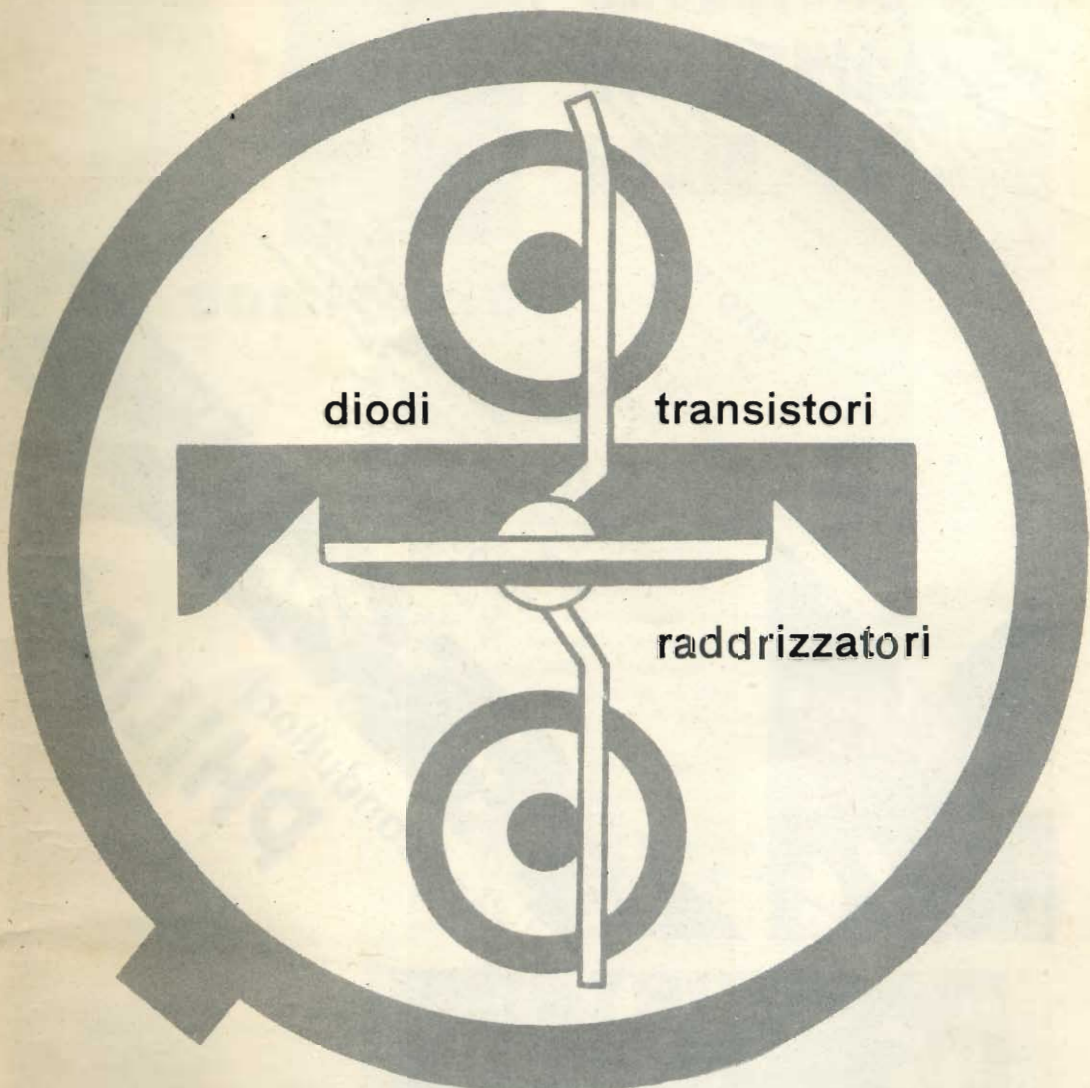
**Ogni laboratorio deve essere in grado di iniziare le prove di ricezione in UHF.
Questo è il convertitore adatto e particolarmente sensibile per le zone marginali:**

Acquistatelo!

semiconduttori professionali

diodi

transistori

raddrizzatori

licenza general electric co. U.S.A.

in Italia a prezzi europei
con l'assistenza tecnica per ogni applicazione

società generale semiconduttori s.p.a.
agrate milano italia
via c. olivetti 1

Fotocolor
Giuseppe Oppi

SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV

SOMMARIO

Direzione Redazione:
Largo Richini, 4
Tel. 890358 - Milano
Abbonamento Annuo L. 1250
Pubblicità - Via Valassina, 29
Tel. 679259
Impaginazione: Dany Pubblicità
Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 del 1-3-57
Distribuzione:
Diffusione Milanese
Via Soperga, 57 - Milano

Rivista bimestrale illustrata per la divulgazione dell'elettronica, della radio e della TV - Direttore Responsabile: Cesare DALMASO
Sped. in Abb. Postale - Gruppo IV
Agosto 1960 - Grafiche Milani

Si dice che...

... le autorità Irlandesi, in considerazione del fatto che un grande numero di teleabbonati ricevono regolarmente i programmi inglesi, avrebbero deciso di normalizzarsi sulle 625 linee.

... tecnici sovietici abbiano costruito un apparecchio chiamato « radar medico » per la rapida localizzazione dei tumori nell'organismo umano mediante gli ultrasuoni. Le vibrazioni ultrasoniche di questo apparecchio, incontrando la massa del tumore, verrebbero in parte riflesse su uno schermo formando l'immagine nitida dell'ostacolo trovato. Il « radar medico » scoprirebbe tumori fino ad un millimetro di diametro, permettendo ai medici di diagnosticare la malattia al primo insorgere.

.. la Weston Instruments Division di Dayton in collaborazione con il Signal Corp dell'Esercito Americano, abbia messo a punto la costruzione di resistenze microscopiche, le cui dimensioni sarebbero un decimo delle più piccole attualmente fabbricate.

Per dare un'idea della loro estrema piccolezza dicono che 40.000 *pesino circa* 500 *gr.*

.. a Dugeness (Inghilterra) il locale faro sia stato equipaggiato con 60 altoparlanti che, alimentati da una potenza totale di 2 kw, emetterebbero in caso di nebbia, segnali su tre note tali da essere uditi a 12 km. di distanza.

... nei laboratori dellEsercito Americano sia stato ottenuto un nuovo materiale semiconduttore a base di gallio e di fosforo.

Il vantaggio essenziale di questa nuova lega consisterebbe nel poter conservare le sue proprietà a temperature sette volte più levate di quelle che possono sopportare i semiconduttori classici germanio e silicio.

Transistori costruiti con questo materiale sarebbero utilissimi nei complessi installati a bordo dei veicoli spaziali.

... il Generale David Sarnoff, Presidente della RCA, abbia predetto che l'elettronica permetterà un giorno, la costruzione di un « quadro di bordo » individuale.

In esso i vari apparecchi misurerebbero il peso, i battiti del polso, la pressione del sangue, la temperatura ed altri importanti dati per il funzionamento del corpo umano.

I dati misurati dal quadro sarebbero poi trasmessi ad un registratore magnetico il cui nastro servirebbe al medico per la diagnosi.

... un metodo più efficace e al tempo stesso meno dannoso per la pulitura meccanica di pezzi metallici delicati, sarebbe consentito dall'impiego degli ultrasuoni, con frequenza da 40 *mila a* 300 *mila Hz.*

Le vibrazioni ultrasoniche provocherebbero delle onde di pressione che separerebbero i pezzi sottoposti a questo procedimento dai corpi estranei.

VERSO IL FUTURO

L'aereo sta per atterrare alla Malpensa dopo un lungo e tranquillo volo. Mentre il viaggio si avvicina al termine mi tornano alla mente tutte le manifestazioni fieristiche dell'ultimo periodo, i congressi, le discussioni e le visite fatte alle più grandi fabbriche europee in questa stagione.

Il tema principale emerso attraverso questo vagabondare, è stato l'unione commerciale delle nazioni europee occidentali delle quali l'Italia fa parte, ovvero della pratica attuazione del Mercato Comune.

Ed il principio fondamentale del Mercato Comune consiste, ricordiamolo, nella razionalizzazione della produzione e nelle distribuzioni dei diversi Paesi mediante il progressivo abbassamento delle tariffe doganali e la successiva loro abolizione.

Quale sarà l'avvenire di certe nostre industrie elettriche ed elettroniche che vanno per le maggiori produttrici di beni di maggior consumo? Sembra che in tali ambienti l'ottimismo regni incontrastato, ma noi pensiamo che molti si illudano abbondantemente. Industrie dei Paesi vicini ed amici aderenti al Mercato Comune, perfettamente organizzate, sane e potenti hanno già formulato piani per la introduzione dei loro prodotti nel nostro Paese. Quante sono le ditte italiane nel campo elettronico che hanno fatto altrettanto?

Sono certamente poche, e tuttavia faticheranno a tenere testa alla concorrenza non appena le commesse, oggi favorevoli, termineranno o diminuiranno.

Di codeste poche industrie, solo quelle giovani si distinguono per vitalità e intelligenza, intuizione e adattamento alle necessità del momento, e disponibilità di maestranze qualificate: sono aziende giovani, che lottano per imporre la loro vitalità e, tuttavia, come è d'altra parte nell'ordine naturale delle cose, incontrano fra le inevitabili difficoltà, l'indifferenza o peggio delle più grandi industrie.

È dunque auspicabile un deciso abbandono delle tradizionali diffidenze, nocive a tutti, ed un rinnovato spirito di collaborazione nell'interesse generale, degli industriali, della clientela e dell'economia italiana.

Se i capi di industria, i dirigenti, i tecnici, i commercianti si riunissero periodicamente per studiare metodi e sistemi nuovi, si otterrebbe una feconda unità d'intenti e di risultati. Da queste nostre pagine noi lanciamo l'appello e osiamo sperare che esso venga raccolto, ampliato, valorizzato.

Ed ai giovani e giovanissimi rivolgiamo l'esortazione a studiare con serietà e costanza questa nostra materia, affascinante perchè già protesa nel futuro, tenendo fisso lo scopo di specializzarsi onde competere degnamente, e ricavandone le maggiori soddisfazioni, con le produzioni di altri Paesi.

Cellule fotoelettriche e loro applicazioni

Cellule fotoresistenti al solfuro di piombo

Le cellule fotoresistenti al solfuro di piombo sono state oggetto degli studi più accurati soprattutto durante la seconda guerra mondiale e sono state notevolmente perfezionate negli Stati Uniti, per le possibili applicazioni militari che le rendevano superiori a qualsiasi altro tipo di fotocellula fino a quell'epoca realizzata e insostituibili in determinate applicazioni.

La caratteristica più interessante di queste cellule è la sensibilità che, essendo largamente estesa nella regione infrarossa dello spettro, permette la rilevazione di radiazioni calorifiche anche a notevole distanza.

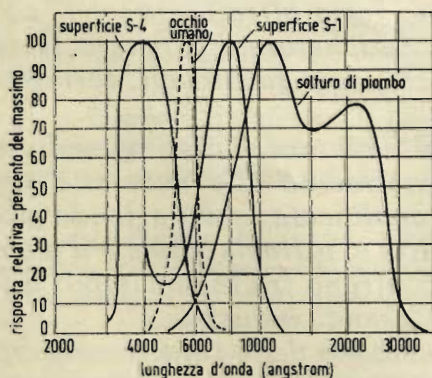



Fig. 1 Curve di risposta spettrale di superfici S_1, S_4 e al solfuro di piombo.

L'infrarosso è una regione dello spettro luminoso che comprende le radiazioni con lunghezza d'onda inferiore al rosso e pertanto invisibili all'occhio umano. Soltanto in questi ultimi anni si sono fatti dei progressi notevoli in questo campo in quanto si è compresa l'importanza di rilevare l'energia infrarossa irradiata direttamente da un corpo riscaldato.

L'unico elemento sensibile alle radiazioni infrarosse finora disponibile era dato dalle termocoppie che però presentavano l'inconveniente di un ritardo nella risposta, per cui variazioni rapide di temperatura non venivano da esse rilevate.

Con le cellule al solfuro di piombo si ha invece la rilevazione istantanea per via ottica del calore e si possono perciò seguire fedelmente anche le più rapide variazioni di temperatura, istante per istante.

Nel campo commerciale esse hanno dimostrato dei particolari vantaggi, sia per le già citate caratteristiche di sensibilità alle radiazioni infrarosse, che per l'ottima risposta alle varie frequenze e per la loro bassa resistenza interna di queste cellule rispetto alle cellule del tipo fotoemissivo.

È stata data perciò al tecnico progettista di apparecchiature fotoelettriche la possibilità di spingere la sensibilità delle apparecchiature fino alla frequenza di 3-4 Micron con una cellula che « vede » il calore già alla temperatura di 100° C e ne registra le variazioni senza il minimo ritardo.

La rilevazione di radiazioni infrarosse compresa fra 1-4 Micron, necessita tuttavia di una cura molto particolare nella scelta dei componenti fotoelettrici in quanto è sufficiente lo spessore di un vetro o di una lente per assorbire la maggior parte di queste radiazioni.

Le cellule vengono prodotte in una ampolla di vetro speciale trasparente agli infrarossi avente i due terminali elettrici, un deposito di solfuro di piombo fotosensibile. Attualmente sono disponibili 7 cellule con diverse dimensioni e con diverse aree sensibili. Ciascuna cellula è disponibile inoltre in diverse classi di resistenza e con diverse classi di sensibilità. Fra questi 7 tipi naturalmente, alcuni sono stati preferiti per le loro caratteristiche di minimo ingombro e per la particolare disposizione delle aree sensibili, che li rendono di pratico impiego.

Essi sono:

Tipo CE-A702 - C1
Tipo CE-A702 - C3
Tipo CE-E 702 - C1
Tipo CE- 705 - C3
Tipo CE-E 706 - C3

Nella scelta della cellula fotoresistente al solfuro di piombo più adatta per ogni singola applicazione, è necessario tenere presente, a parte le caratteristiche di ingombro, che la cellula a bassa resistenza interna (inferiore a 150.000 OHM), è particolarmente adatta per circuiti a modulazione di luce, avendo un basso livello di rumori ed un più favorevole rapporto segnale/disturbo. La cellula ad alta resistenza interna (superiore a 600.000 OHM) è invece da preferirsi nei circuiti relais. Le applicazioni realizzate con queste cellule sono numerose ed in continuo sviluppo. Citiamo ad esempio le più comuni:

— Riproduzione del suono.
— Fotometria nell'infrarosso.
— Sbarramento con radiazioni infrarosse.
— Controllo di fiamme da metano.
— Pirometria di basse temperature.
— Bilici automatici.

Al contrario delle fotocellule del tipo fotoemissivo, la cellula fotoresistente al solfuro di piombo raggiunge il suo massimo rendimento quando l'illuminazione può essere concentrata sull'intera area sensibile.

Fra i vantaggi che queste cellule offrono rispetto alle cellule del tipo fotoemissivo, vi sono quelle del minimo ingombro (tipo subminiatura) della non polarità degli elettrodi, della risposta lineare con l'illuminazione crescente e della costruzione non microfonica.

Negli schemi seguenti sono illustrate alcune classiche applicazioni realizzate con le cellule al solfuro di piombo; ognuno può adattare questi schemi base per la risoluzione dei più svariati problemi.

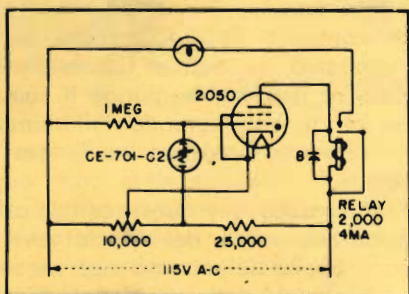
Caratteristiche delle cellule fotoresistenti al solfuro di piombo di maggiore impiego:

TIPO	Area sens. mm.	Max. tens. anodica Volts	Resistenza interna al buic kΩ	Sensibilità millivolts per piede candela di illum.	Griglia	Ø est.	Altezza totale	**Prezzi listino G.B.C.**
CE-A702-C1	3,2 x 3,2	45 V.	< 150 kΩ	630 ÷ 190	laterale	7,1	38	**15.000**
CE-A702-C3	3,2 x 3,2	45 V.	> 600 kΩ	630 ÷ 190	laterale	7,1	38	**15.000**
CE-E702-C1	1,6 x 1,6	22,5 V.	< 150 kΩ	630 ÷ 190	laterale	7,1	38	**15.000**
- CE- 705-C3	0,8 x 0,8	10 V.	> 600 kΩ	540 ÷ 190	in testa	6,2	21	**15.000**
CE-E706-C3	1,6 x 1,6	22,5 V.	> 600 kΩ	630 ÷ 190	laterale	7,1	32,5	**15.000**

Interfono per sci d'acqua

Il rombo del motoscafo costringe chi pratica lo sci d'acqua a sgolarsi per parlare al pilota. Questo inconveniente è stato eliminato dalla « Air Guide Instrument » di Chicago con un nuovo apparecchio, lo « Ski-Talkie ». Si tratta di un interfono con microfono e altoparlante installati al posto di guida del motoscafo e sulla maniglia alla quale lo sportivo si regge. Il collegamento avviene attraverso un filo elettrico incorporato nella fune traente. Lo « Ski-Talkie », che può essere alimentato da pile a secco oppure dalla batteria d'avviamento dell'imbarcazione, permette al pilota di impartire istruzioni allo sciatore acquatico e a questo di subire meno passivamente le evoluzioni del motoscafo.

Fig. 2

Circuito relais con thyratron funzionante con una diminuizione di luce.

Circuito relais con thyratron funzionante con un aumento di luce.

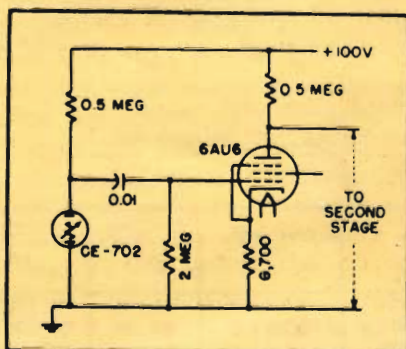



Fig. 4

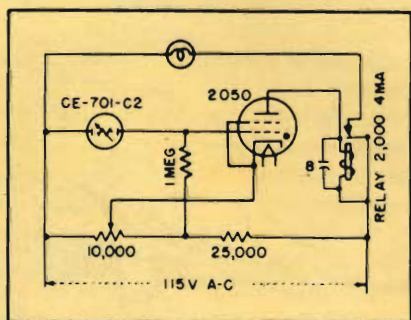



Fig. 3

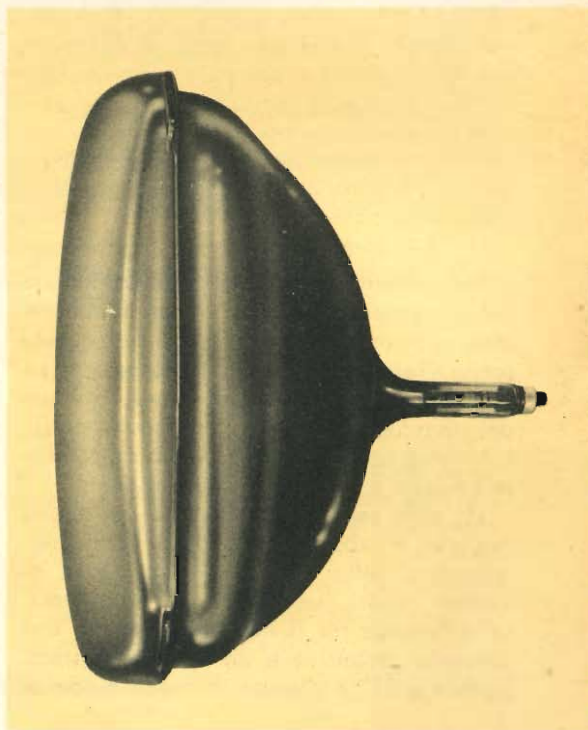
Stadio d'ingresso di un amplificatore a luce modulata con cellula al solfuro di piombo.

I nuovi cinescopi 19" 23"

con schermo rettangolare a faccia piatta

In questi ultimi anni si è verificata una sensibile evoluzione nelle dimensioni e nel peso degli apparecchi televisivi, intesa a conferire anche a questi quelle caratteristiche di compattezza, di facilità di trasporto e collocazione negli ambienti, già tipiche degli apparecchi radio. Il conseguimento pratico di questi miglioramenti è stato reso possibile dopo lo sviluppo, e l'avvento sul mercato, del cinescopio con angolo di deflessione di 110° che, come è noto, presenta dimensioni e peso notevolmente ridotti rispetto a quelli dei tipi precedenti. La successiva introduzione del nuovo tipo di cannone tripotenziale, di progetto Sylvania, ha poi consentito una ulteriore riduzione delle dimensioni longitudinali del cinescopio. Si è giunti così a risultati che, nell'ambito dell'attuale tecnica di progetto dei tubi a raggi catodici, rappresentano un limite che difficilmente potrà essere superato, senza incorrere inevitabilmente in un apprezzabile peggioramento nella qualità dell'immagine riprodotta.

Ma le richieste di miglioramento da parte del mercato non sono limitate solamente alla compattezza e trasportabilità. Estetica e qualità dell'immagine sono requisiti altrettanto importanti e desiderati dall'utente, il cui gusto non solo si rinnova continuamente ma diventa anche più esigente.

Nell'intento di soddisfare queste nuove esigenze che la FIVRE, ha ora realizzato una nuova gamma di cinescopi con schermo rettangolare a faccia piatta. Nella presente nota ci proponiamo appunto di illustrare ai nostri Lettori i principali vantaggi offerti da questi nuovi cinescopi con particolare riferimento alla descrizione dei tipi con pannello protettivo incollato (bonded shield).

Differenze che contribuiscono al miglioramento della qualità dell'immagine

Il progetto del nuovo cinescopio « bonded shield » prevede un pannello di sicurezza completamente e permanentemente aderente, eliminando così il tradizionale pannello, plastico o di vetro di sicurezza, separato.

Il nuovo pannello, che è di vetro, è costruito con la stessa precisione della faccia anteriore dello schermo, e si adatta ad essa con tutto il contorno. La figura 1 mostra la costruzione tipo « sandwich » della faccia del cinescopio con pannello protettivo completo. Il pannello è fatto aderire per-

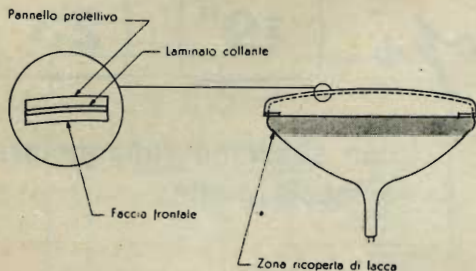



Fig. 1 - Sezione trasversale per mostrare la costruzione tipo « sandwich » della faccia del nuovo cinescopio con pannello protettivo incollato.

manentemente e fortemente al complesso del cinescopio mediante un laminato speciale appositamente sviluppato per questo scopo. Tale laminato ha lo stesso indice di rifrazione del vetro usato come frontale del cinescopio e del pannello sovrapposto. Il legame che si forma è perciò otticamente perfetto e sufficientemente robusto.

Un altro aspetto interessante del nuovo modello è rappresentato dalla forma rettangolare dello schermo, la cui area di visione risulta sensibilmente aumentata. La differenza fra il nuovo cinescopio con pannello protettivo e un cinescopio tradizionale a 21'' è rilevata in modo evidente nella figura 2. L'aumento dell'area di visione è di 20 pollici quadrati (circa 125 cm^2). L'aumento in diagonale è approssimativamente di 2 pollici (circa 5 cm.).

Fig. 2

Miglioramento della qualità dell'immagine

A causa delle alte tensioni in essi esistenti, i ricevitori televisivi sono notoriamente dei collettori di sporcizia. Con un pannello di sicurezza montato separatamente le particelle di polvere e l'umidità precipitate dall'aria si accumulano sul frontale del cinescopio e sulla superficie interna del pannello di sicurezza (figura 3 A). La pellicola che si forma riduce la luminosità dell'immagine, il contrasto e la risoluzione. Se la pulitura delle due superfici interessate può ripristinare la qualità dell'immagine, questa manovra, apparentemente semplice, spesso richiede l'opera di un operaio specializzato. Incollando il pannello di sicurezza direttamente al frontale si elimina completamente il problema. Il nuovo pannello può essere facilmente pulito da persona inesperta, senza tema di graffiature o menomazioni delle qualità ottiche dell'apparecchio.

Fig. 3 - (A) Sistema con pannello separato, che dà luogo a quattro superfici riflettenti, due delle quali anche collettrici di polvere. (B) Sistema con pannello incollato, che consente di eliminare le due superfici interne, collettrici di polvere, riducendo così a metà il numero delle superfici riflettenti.

Ridotta riflessione e abbagliamento.

La riflessione è un'altra sorgente di degradazione dell'immagine e di fastidiosità di visione. Con un pannello di sicurezza separato ci sono 4 superfici che riflettono la luce verso lo spettatore. Come mostrato in figura 3 A queste superfici sono il frontale e il retro del cinescopio e del pannello di sicurezza. Incollando il pannello di sicurezza al frontale del cinescopio con un adeguato adesivo si riduce a metà il numero delle superfici riflettenti. In effetti questo miglioramento aumenta sia la luminosità che il contrasto e riduce l'abbagliamento.

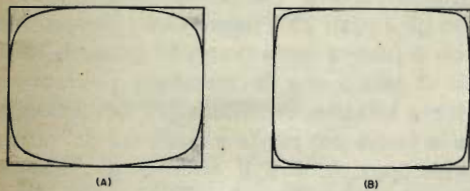



Fig. 4 - L'area ombreggiata rappresenta la sovrascansione in corrispondenza degli angoli. La riduzione di questa nel caso del « bonded shield » (B) migliora sensibilmente il contrasto.

Schermo conformato in modo più naturale.

Essendo abituato a finestre, specchi, ecc. rettangolari, lo spettatore ha una naturale preferenza per uno schermo televisivo rettangolare. Come mostrato dalla figura 2 i nuovi cinescopi sono considerevolmente migliorati da questo punto di vista.

Campo di visione aumentato.

L'aumento di 125 centimetri quadrati dello schermo rappresenta un aumento del campo di visione e non solamente delle dimensioni dello schermo. La fig. 4 mostra chiaramente l'aumento dell'informazione d'immagine e pone di nuovo in evidenza la forma più rettangolare dello schermo.

Gli angoli più squadrati aumentano il contrasto

Quando lo schermo ad angoli arrotondati dell'usuale cinescopio è completamente scandito orizzontalmente e verticalmente, si verifica in corrispondenza degli angoli una sovrascansione. La quantità della sovrascansione è indicata in figura 4 A con aree ombreggiate. Gli elettroni rappresentati da queste aree ombreggiate colpiscono le pareti del bulbo, e sono riflessi verso lo schermo. L'effetto è un ridotto contrasto d'immagine, specialmente negli angoli dello schermo. I lati più diritti e gli angoli più squadrati dei nuovi modelli di cinescopi riducono notevolmente la quantità della sovrascansione in corrispondenza degli angoli (figura 4 B) migliorando sensibilmente il contrasto d'immagine.

Lo schermo più piatto riduce la distorsione

Il tubo con pannello protettivo presenta uno schermo più piatto per ridurre la distorsione che si verifica con uno schermo curvo quando viene osservato lateralmente. Il miglioramento che ci si può attendere è chiaramente, illustrato dal confronto delle curvature orizzontali dello schermo mostrate in figura 5.

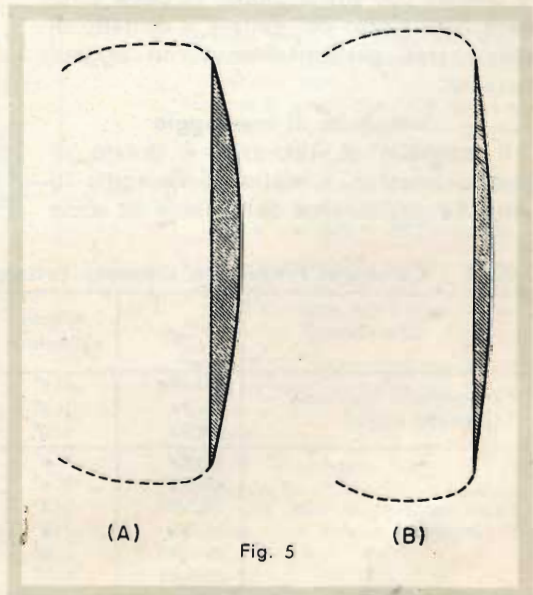



Fig. 5

Minor pericolo d'implosione

La completa protezione contro l'implosione è un altro vantaggio del tubo con pannello protettivo. Ciò è specialmente importante per l'operaio che deve quotidianamente maneggiare questo componente nel suo lavoro. Le abrasioni e l'umidità sono due fattori che riducono sensibilmente la resistenza del vetro. Il primo fattore è da prendersi in considerazione durante le manovre mentre il secondo è in dipendenza dell'ambiente.

Nei modelli precedenti di cinescopi l'influenza di questi due fattori è minimizzata con l'impiego di pareti di vetro spesse e di curve convesse. Col modello attuale il pannello di sicurezza, il laminato e la lacca di rivestimento (figura 1) proteggonono completamente le aree critiche del bulbo. Esperimenti estensivi indicano che quando un cinescopio con pannello protettivo si rompe non compare alcuna violenta implosione con pezzi di vetro volanti.

Nonostante che il tubo con pannello protettivo sia molto più robusto dei tipi precedenti esso è pur sempre fatto di vetro e deve essere perciò trattato con cura. L'area critica del bulbo, a cominciare dall'orlo posteriore del pannello di sicurezza fino oltre la linea di saldatura (figura 1), benchè sia protetta da uno strato di lacca contro le abrasioni accidentali, deve essere trattata con precauzione. Si deve compiere ogni sforzo per evitare il contatto di questa area particolarmente con oggetti metallici.

Semplicità di montaggio

Il pannello di sicurezza è dotato di quattro orecchie, o alette, di fissaggio in vetro. La utilizzazione delle alette dà come risultato una sistemazione eccezionalmente semplice. Quattro piccoli morsetti fissano le alette al telaio, in soffice strato di panno tra i morsetti e le linguette distribuisce uniformemente la pressione esercitata dai morsetti stessi. Prove eseguite lasciando cadere il ricevitore hanno dimostrato ripetutamente che il complesso di montaggio si separa dall'involucro di legno prima che si rompano le alette.

In conclusione il cinescopio con pannello incollato di nuova concezione rappresenta un'ulteriore progresso della tecnica che apre la porta a nuovi stili di mobili, in aggiunta ad una maggior sicurezza di esercizio ed a una maggiore piacevolezza di visione.

La sostituzione, dei vecchi cinescopi 21" con gli attuali 23", benchè non impossibile, non è pratica nella maggior parte dei casi. Sia il telaio che la maschera dovrebbero essere totalmente rimodellati per accogliere la faccia più piatta e quadrata del nuovo cinescopio. Inoltre il sistema di fissaggio richiederebbe probabilmente una estesa revisione. Pur essendoci una scarsa possibilità che qualcuno voglia sostituire il modello precedente con quello nuovo, rimane tuttavia giustificata una parola di precauzione. In nessun caso un cinescopio progettato per essere usato con pannello separato potrà essere sostituito, e quindi usato, in un ricevitore sprovvisto di tale pannello.

Nella Tab. 1 sono riportati i nuovi tipi di cinescopi FIVRE con schermo rettangolare a faccia piatta, nelle due esecuzioni con e senza pannello incorporato. I dati tecnici completi sono in corso di pubblicazione sul Manuale FIVRE.

Tab. 1 - Cinescopi FIVRE con schermo rettangolare a faccia piatta

Schermo	Tipo	Angolo deflessione	Lunghezza collo (mm.)	Lunghezza totale (mm.)	Accensione filamento Tensione V	Accensione filamento Corrente mA
Con pannello incollato (bonded shield)	19AFP4	114°	105	295	6,3	600
	23CP4	110°	130	385	6,3	600
	23DP4	110°	90	345	6,3	600
Senza pannello incollato (unbonded shield)	19XP4	114°	105	289	6,3	600
	19YP4	114°	90	275	6,3	600
	19CVP4 *	114°	105	289	6,3	300
	23MP4	114°	130	365	6,3	600
	23ARP4 *	110°	130	378	6,3	600
	23DKP4 *	110°	130	378	6,3	300

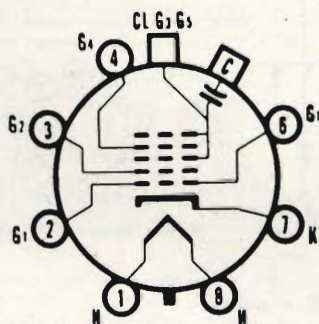
23 AR P4

(Sigla provvisoria)

CARATTERISTICHE GENERALI

Focalizzazione: elettrostatica
Deflessione: magnetica
Angoli di deflessione (approssimativi):
 verticale 82°
 orizzontale 99°
 diagonale 110°
Fosforo: P 4
 fluorescenza bianca
 persistenza corta - media
Trasparenza: 76 % circa.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tensione di filamento: 6,3 Volt
Corrente di filamento: 600 mA ± 5 %
Capacità fra gli elettrodi (approssimativi):
 fra catodo e tutti gli altri elettrodi 5 pF
 fra griglia 1 e tutti gli altri elettr. 6 pF
 fra rivestimento conduttivo esterno e anodo: 1700 ÷ 2500 pF.

CARATTERISTICHE MECCANICHE

Dimensioni minime utili di schermo:
 altezza 386 mm
 larghezza 490 mm
 diagonale 566 mm
 area 1820 cm²
Lunghezza del collo: 130 mm
Lunghezza totale: 378 mm
Bottone anodico: J 1 - 21
Zoccolo: B 7 - 208
Zoccolatura: 8 - H R

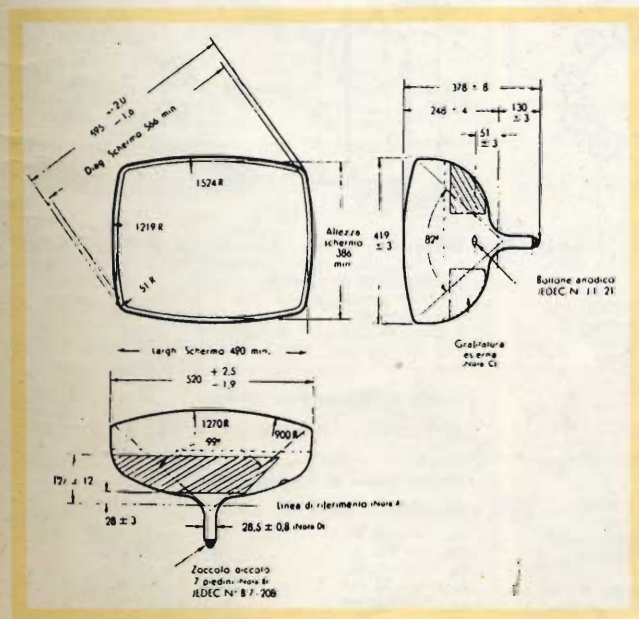
CONDIZIONI TIPICHE DI FUNZIONAMENTO

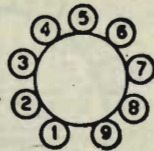
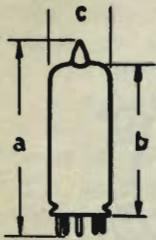
Tensione anodica: 18.000 Volt c.c.
Tensione di griglia quattro (focal.): 0 ÷ 400 Volt. c.c.
Tensione di griglia due: 400 Volt c.c.
Tensione di interdizione di griglia uno: — 44 ÷ — 94 Volt c.c.

Nota A - La linea di riferimento per il giogo di deflessione viene individuata dal calibro JEDEC n. 126.

Nota B - Lo zoccolo non deve essere montato rigidamente. I collegamenti dovranno essere eseguiti con conduttori flessibili.

Nota C - Il rivestimento conduttivo esterno costituisce una capacità di filtro e deve essere collegato a massa.

Nota D - Il diametro del collo può raggiungere il diametro massimo di 29,5 mm sulla linea di saldatura.

ECC 82

Doppio triodo: amplificatore B.F. e invertitore di fase, oscillatore blocking, multivibratore.

Zoccolo miniatura 9 piedini

Dimensioni in mm.: a = 56 - b = 49 - c = 22

Collegamenti ai piedini:

n. 1 anodo 2° triodo — n. 6 anodo 1° triodo
» 2 griglia 2° triodo — » 7 griglia 1° triodo
» 3 catodo 2° triodo — » 8 catodo 1° triodo
» 4-5 filamento — » 9 presa centr. filam.

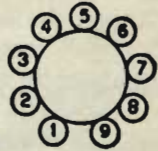
Catodo a riscaldamento indiretto
Accensione: 12,6 V. - 0,15 A
6,3 V. - 0,3 A

Caratteristiche di funzionamento

Amplificatore B.F. (una sezione)

V_b	=	250	250	250 V.
R_a	=	0,047	0,1	0,22 MΩ
R_g'	=	0,15	0,33	0,68 MΩ
R_k	=	1,2	2,2	3,9 KΩ
I_a	=	3,02	1,63	0,82 mA
V_o	=	34	32	28 Veff.
g	=	13,5	14	14,5
d_{tot}	=	6,4	5,9	4,8 %

ECC 81

Doppio triodo: oscillatore e convertitore, amplificatore A.F.

Zoccolo miniatura 9 piedini.

Dimensioni in mm.: a = 56 - b = 49 - c = 22

Collegamenti ai piedini:

n. 1 anodo 2° triodo — n. 6 anodo 1° triodo
» 2 griglia 2° triodo — » 7 griglia 1° triodo
» 3 catodo 2° triodo — » 8 Catodo 1° triodo
» 4-5 filamento — » 9 presa centr. filam.

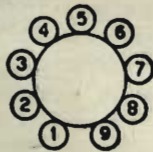
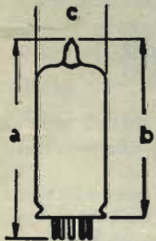
Catodo a riscaldamento indiretto
Accensione: 12,6 V. - 0,15 A
6,3 V. - 0,3 A

Caratteristiche di funzionamento

Aplificatore d'uscita classe A

V_a	=	100	÷	250 V.
V_g	=	—1	÷	—2 V.
I_a	=	3	÷	10 mA
S	=	3,75	÷	5,5 mA/V
μ	=	62	÷	60
R_i	=	16,5	÷	11 KΩ

ECF 80

Triodo e pentodo: convertitore di frequenza.

Zoccolo miniatura 9 piedini

Dimensioni in mm.: a = 56 - b = 49 - c = 22

Collegamenti ai piedini:

n. 1 anodo triodo — n. 6 anodo pentodo
» 2 griglia 1 pentodo — » 7 catodo pentodo g_3
» 3 griglia 2 pentodo — » 8 catodo triodo
» 4-5 filamento — » 9 griglia triodo

Catodo riscaldamento indiretto
Accensione: V_f = 6,3 V. - I_f ∾ 0,43 A.

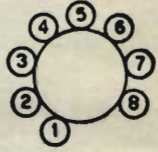
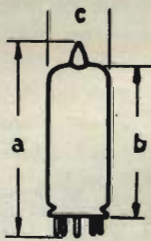
Caratteristiche di funzionamento

Convertitore di frequenza

V_a	=	170	170 V.	I_a	=	6,5	5,2 mA
V_{g2}	=	170	170 V.	I_{g2}	=	2	1,5 mA
R_{g1}	=	0,1	0,1 MΩ	I_{g1}	=	20	0 μA
R_k	=	330	820 Ω	S_c	=	2,2	2,1 mA/V
V_{osc}	=	3,5	3,5 Veff.	R_i	=	800	870 KΩ

Nota - Si raccomanda d'impiegare il triodo in un circuito oscillante tipo Colpitts e non Hartley.

EL 41

Pentodo finale di B.F.

Zoccolo miniatura 8 piedini

Dimensioni in mm.: a = 76 - b = 69 - c = 22

Collegamenti ai piedini:

n. 1 filamento — n. 5 griglia 2
» 2 anodo — » 6 griglia 1
» 3 collegamento inter. — » 7 catodo-gligria 3
» 4 — » 8 filamento

Catodo a riscaldamento indiretto

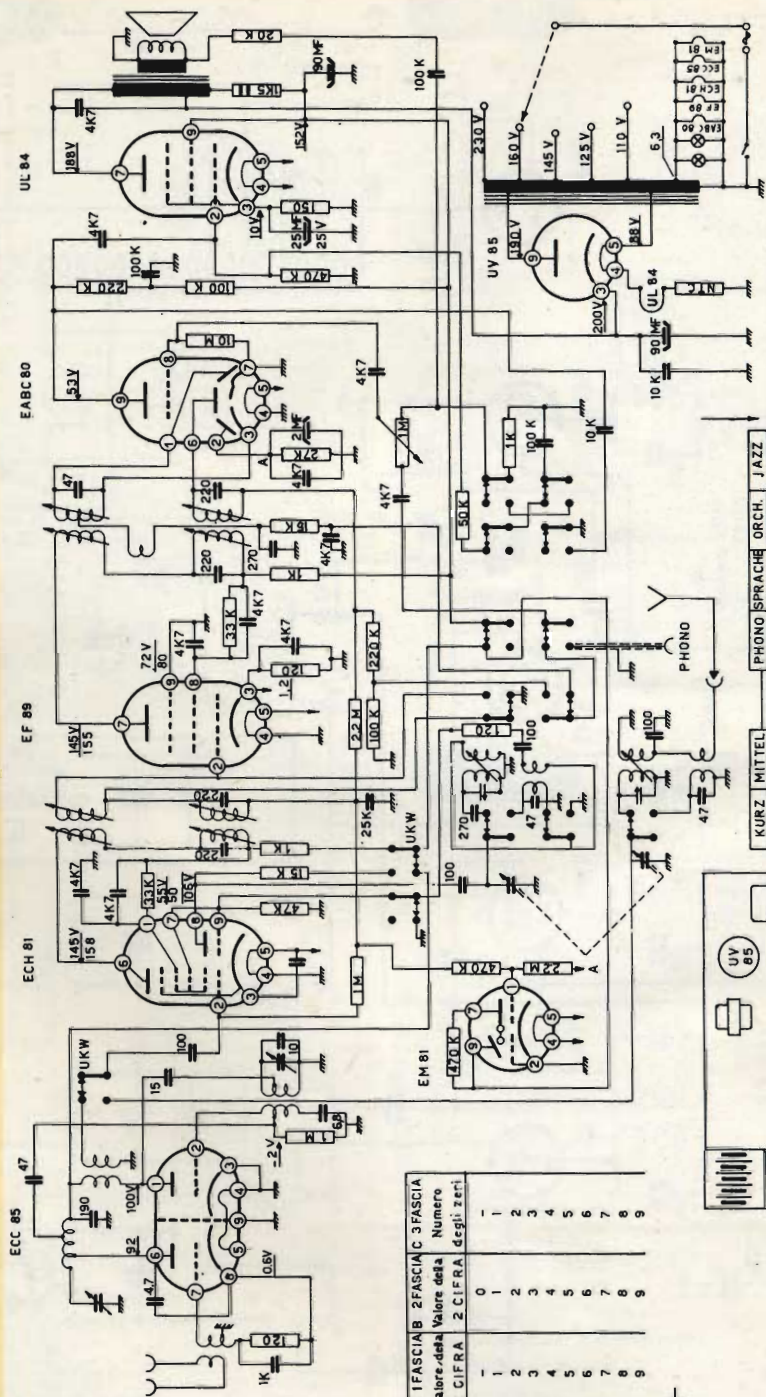
Accensione: V_f = 6,3 V. - I_f ∾ 0,71 A.

Caratteristiche di funzionamento

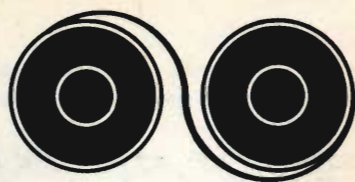
Amplificatore classe A

V_a	=	250 V.	S	=	10 mA/V
V_{g2}	=	250 V.	R_i	=	40 KΩ
R_k	=	170 Ω	R_a	=	7 KΩ
I_a	=	36 mA	W_o	=	3,9 W
I_{g2}	=	5,2 mA	d_{tot}	=	10 %

Schema elettrico apparecchio AR/4

Schema elettrico radioricevitore FM/88

COLORE	A 1 FASCIA Valore della 1 CIFRA	B 2 FASCIA Valore della 2 CIFRA	C 3 FASCIA Numero degli zeri
NERO	–	0	–
MARRONE	1	1	1
ROSSO	2	2	2
ARANCIO	3	3	3
GIALLO	4	4	4
VERDE	5	5	5
BLEU	6	6	6
VIOLETTO	7	7	7
GRIGIO	8	8	8
BIANCO	9	9	9

(continua dal n. 3)

La registrazione magnetica

4. *Teoria moderna del ferromagnetismo*

a cura del dott. C. Chiesa

Energia magnetica

Oltre alle energie meccanica e termica si trovano in natura altre quattro energie:

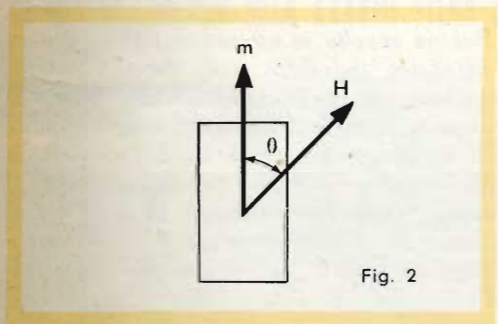
— Energia di scambio
— Energia magnetocristallina o energia di anisotropia.
— Energia magnetoelastica
— Energia magnetica.

Non è il caso di intrattenerci sui primi tre tipi di energia, che non interessano ai fini della presente trattazione; vediamo invece cos'è l'energia magnetica, sulla quale si basa la registrazione presa da noi in esame.

L'applicazione di un campo magnetico uniforme **H** ad un magnete avente un momento magnetico **m**, genera un'energia potenziale eguale al prodotto scalare — (m . H), cioè:

$$W_m = -(m) . (H) . \cos\theta$$

dove θ è l'angolo fra i due vettori (fig. 2).

Fig. 2

L'energia è minima quando la magnetizzazione ha lo stesso senso del campo. Se non si applica nessun campo esterno, il magnete è sottoposto al suo campo $\mathbf{H_d}$, detto *campo demagnetizzante.*

Questo campo può essere paragonato al campo creato da masse fittizie di polarizzazione che, quando la magnetizzazione è uniforme, si trovano sulle pareti del magnete.

Queste cariche ed il campo sono proporzionali alla magnetizzazione specifica **M**

$$H_d = \frac{N . M}{\mu_0} \quad \text{(sistema M.K.S.)}$$

$$H_d = N . M \quad \text{(sistema U.E.M.)}$$

N = fattore di demagnetizzazione che nel caso generale è un operatore tensoriale senza dimensioni; quando il magnete presenta una simmetria attorno ad un asse parallelo alla direzione della magnetizzazione, N diventa un fattore numerico del quale riportiamo qualche valore in alcuni casi semplici (fig. 3).

Forma del magnete	N(M.K.S.)	N(U.E.M.)
Disco piatto (M)	1	4π
Cilindro magnetizzato trasversalmente (M)	1/2	2π
Cilindro magnetizzato Longitudinalmente (M)	0	0
Sfera (M)	1/3	$4\pi/3$

Fig. 3

La densità di magnetizzazione in tutti questi casi è data dalla formula:

$$\sigma M = \frac{1}{2}(M \cdot \dot{H}_d) = \frac{1}{2} N \cdot M^2$$

La zona elementare e le pareti

Sotto il punto di Curie una sostanza ferromagnetica è divisa in numerose piccole

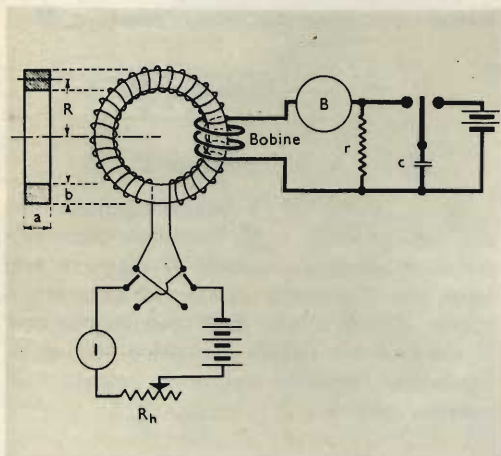



Fig. 4

zone. Ogni zona, che comprende normalmente almeno un miliardo di atomi, è caratterizzata dall'esistenza di una magnetizzazione spontanea, somma delle magnetizzazioni dei magneti elementari.

La distribuzione delle zone è tale che, in assenza di un campo esterno, la magnetizzazione totale è nulla; per effetto di un campo esterno, due meccanismi possono far apparire un momento magnetico: *lo spostamento delle pareti* e *la rotazione.*

L'effetto del campo esterno non è quindi quello di dare origine alla magnetizzazione, ma di renderla sensibile all'osservazione.

Lo spostamento della parete interviene nei campi deboli, e le rotazioni condizionano la magnetizzazione nei campi forti; tuttavia, in certi casi, il meccanismo di magnetizzazione nei campi deboli può essere quello delle rotazioni.

Quando il materiale ferromagnetico non è magnetizzato, le varie zone hanno delle orientazioni differenti, opposte due a due, e non si può osservare la magnetizzazione macroscopica.

In seguito all'applicazione di un campo magnetico, certe zone aumentano di volume a spese di altre; appare una polarizzazione macroscopica; questi spostamenti delle pareti che limitano le zone sono *riversibili* (le pareti riprendono la posizione iniziale quando il campo ritorna nullo).

Se il campo aumenta, gli spostamenti delle pareti sono più ampi e *irreversibili.* Se il campo continua a crescere produce in ogni zona un cambiamento nella direzione della magnetizzazione spontanea che tende a orientarla nella direzione del campo.

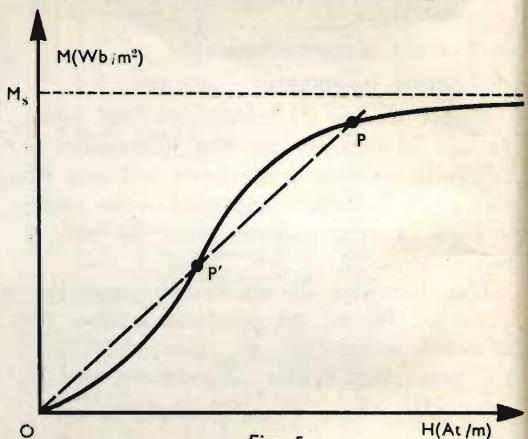



Fig. 5

Curva di prima magnetizzazione

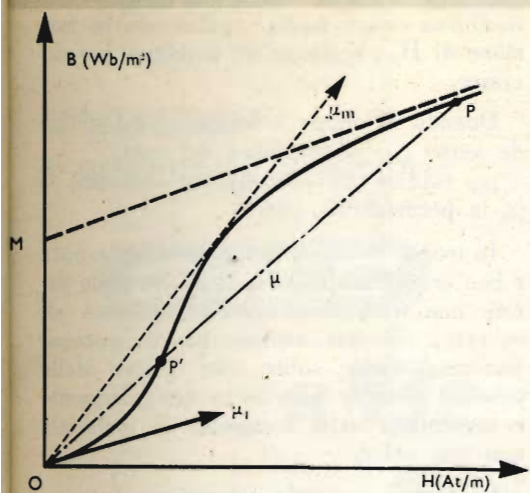
Bobina avvolta su un nucleo ferromagnetico cilindrico indefinito o di forma toroidale (nessun campo demagnetizzante). Se **n** è il numero di spire dell'avvolgimento per unità di lunghezza (misurata sulla circonferenza media nel caso di un nucelo toroidale), il campo magneitco originato **H** è uguale al campo $\mathbf{H}_0$ che esiste senza il nucleo ferromagnetico; se **I** è la corrente che scorre nell'avvolgimento, si ha:

$$\vec{H} = \vec{H}_0 = nI$$

Il vettore **H** è conosciuto.

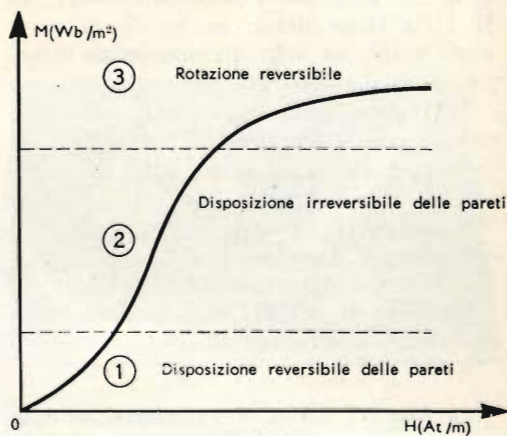
Il vettore di induzione $\vec{\mathbf{B}}$ può essere determinato attraverso le variazioni del suo flusso. Infatti, se **I** varia di **ΔI, B** varia di **ΔB** e la variazione del flusso corrispondente si può misurare con un flussometro o un galvanometro balistico collegato all'avvolgimento (fig. 4).

Fig. 6

Fig. 7

Se il raggio medio del toroide **R** è grande rispetto alle dimensioni **a** e **b** della sezione, il campo prodotto da un avvolgimento regolare avrà il valore:

$$H = 4\pi nI/10^7 \text{ oppure } H = 2NI/10^7R$$

$$\frac{4\pi nI}{10^7 l} \qquad \frac{2NI}{10^7 R}$$

dove:
H = campo in webers/m²
I = corrente in ampères
n = numero totale delle spire
l = lunghezza della circonferenza media dell'anello in metri ($l = 2\pi R$).

Le variazioni del flusso che percorre il materiale ferromagnetico sono misurate a mezzo di una bobina chiusa su un galvanometro balistico calibrato, o direttamente su un flussometro.

Si determina così l'induzione $B = \varphi/S$, si traccia quindi la curva $B = f(H)$; se ne deduce:

$$\vec{M} = B - \mu_0 H$$

Se si parte dal momento in cui H=M=0 e si fa aumentare progressivamente **H**, **M** varia come indica in fig. 5, la curva tende verso un asintoto orizzontale corrispondente al valore $\mathbf{M_s}$.

$\mathbf{M_s}$ rappresenta la magnetizzazione a saturazione per la temperatura considerata.

Ecco alcuni valori di M_s a 20° C:

2,136 per il ferro

1,760 per il cobalto

— 0,63 per il nickel

— 0,1120 per la magnetite (Fe_3O_4).

La curva B = f)H) (fig. 6) tende verso un asintoto che è la retta:

$$B = \mu_o H + M_s$$

La figura 7 indica le trasformazioni delle zone in corrispondenza alle tre parti della curva di prima magnetizzazione.

La fig. 8 schematizza l'aspetto delle zone nei vari casi. Le zone a 180° si spostano per prime.

Permeabilità

La permeabilità magnetica μ è la pendenza della retta OP della figura 6. La permeabilità cresce molto rapidamente in funzione di **H**, raggiunge un massimo, poi decresce.

Quando **H** cresce indefinitamente, μ tende verso μ_o, permeabilità del vuoto.

μ_m indica la permeabilità massima e μ_i la permeabilità iniziale.

In teoria, in una sostanza idealmente pura e ben cristallizzata, gli spostamenti delle pareti non richiedono nessun consumo di energia; ciò non avviene per le sostanze ferromagnetiche solite che hanno delle tensioni interne distribuite irregolarmente e presentano delle inclusioni di materiale non magnetico.

Le forze necessarie a produrre le rotazioni della magnetizzazione all'interno delle zone dipendono dalla costante d'anisotropia magnetica del cristallo; se sono molto deboli, come nel permalloy, le rotazioni avvengono per effetto di forze deboli e la saturazione viene raggiunta con campi deboli.

(*continua*)

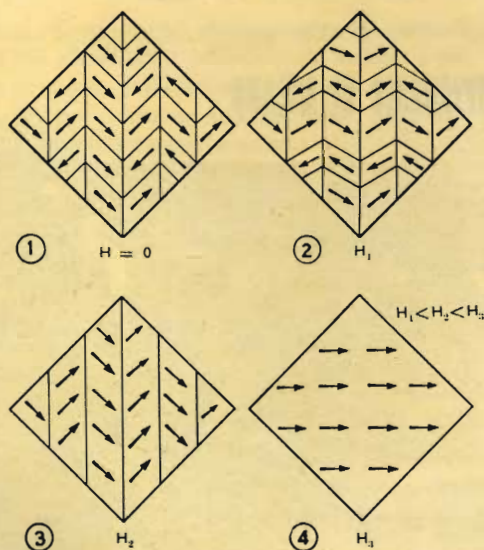



Fig. 8

GIRADISCHI A CORRENTE CONTINUA

R/132

CARATTERISTICHE

Giradischi: a quattro velocità 16-33-45-78 giri per minuto e 4 posizioni di riposo.

Motore: a due poli particolarmente studiato per funzionamento a pile.
Tensione di alimentazione 6 o 9 Volt indifferentemente.
Consumo sotto carico 80 mA circa, indipendentemente dalla tensione applicata.
Regolatore di velocità centrifugo a doppio contatto in argento che acconsente una eccezionale stabilizzazione di velocità al variare delle condizioni di lavoro.
Alta coppia di spunto (320 gr. cm. a 6 Volt) consente un buon funzionamento anche con pile semiesaurite.
Dispositivo per la soppressione dell'arco che prolunga la durata dei contatti ed elimina le irradiazioni.
Spazzole facilmente sostituibili con durata di 1500 ore circa.
Collettore in rame e resine fenoliche lavorato con utensili di diamante per ridurre al minimo il rumore di strisciamento.
Magnete speciale in ALCOMAX III°.
Velocità costante giri 2630 ± 30.

Piastra: in lega metallica leggera pressofusa di linea modernissima.

Piatto: in pesante lamiera stampata e tornita, rotante su perno rettificato.

Pik-up: in polistirolo antiurto con testina « RONETTE » di produzione olandese.

Uscita:	0,5 V.
Risposta lineare:	da 30 a 10.000 Hz.
Distorsione:	3 %.
Peso sul disco:	gr 5

Puntina di zaffiro di lunga durata e facile intercambiabilità.

Arresto: differenziale che agisce su qualsiasi tipo di disco.

Molleggio: antimicrofonico, razionale ed efficiente.

Montaggio: rapidissimo; un particolare accorgimento evita lo sradicamento del complesso quando si debba rimuovere il pannello in legno della fonovaligia.

Dimensioni: Longitudinale mm. 295.
Trasversale mm. 210.
Totale mm. 125.

Altezza: Sopra piastra mm. 45.
Sotto piastra mm. 80.

GIRADISCHI STEREO

R/60

CARATTERISTICHE

Giradischi: a 4 velocità 16-33-45-78 giri per minuto e 4 posizioni di riposo.

Motore: a 4 poli con elevata coppia di spunto; assorbimento 80 mA 220 Volt. Grande stabilità del numero di giri che rimane invariato anche quando la tensione oscilla entro il ± 10 %. Pacco lamellare e conduttori abbondantemente dimensionati in modo da ridurre al minimo la dispersione di flusso e le perdite nel rame.
Rotore pressofuso bilanciato elettronicamente.
Albero rotore in acciaio rettificato.
Boccole oscillanti in bronzo sinterizzato autolubrificante con riserva di olio.

Piastra: in lega metallica leggera pressofusa di linea modernissima, indeformabile, resistente al calore. Verniciatura a fuoco.

Piatto: in pesante lamiera stampata e tornita, rotante su perno rettificato e bussole di bronzo sinterizzato autolubrificante.

Pik-up: in polistirolo antiurto con testina stereofonica « Ronette » di fabbricazione olandese.

Uscita per ogni canale:	350 mv.
Risposta lineare:	da 30 a 12.000 Hz.
Distorsione:	3 %.
Peso sul disco:	5 grammi.

Doppio cavo schermato in uscita.
Puntina di zaffiro di lunga durata e facile intercambiabilità.

Arresto: differenziale che agisce con sicurezza qualunque sia il disco usato.

Molleggio: razionale ed efficiente, antimicrofonico.

Montaggio: rapidissimo; un particolare accorgimento evita il distacco del complesso quando si debba rimuovere il pannello in legno della fonovaligia.

Dimensioni: Longitudinale mm. 295.
Trasversale mm. 210.

Altezza: Totale mm. 125.
Sopra piastra mm. 45.
Sotto piastra mm. 80.

Peso: Senza imballo Kg. 2,100 circa.

CAMBIADISCHI AUTOMATICO

Garrard

modello 210 R/222-1

Il nuovo cambiadischi Garrard Modello 210 *è un apparecchio completo nelle prestazioni, di linea moderna e di facilissima manovra. Esso unisce le caratteristiche di un giradischi di alta qualità a quelle di un perfetto cambiadischi automatico e presenta notevoli perfezionamenti rispetto ai precedenti modelli.*

CARATTERISTICHE

Dotato di comandi indipendenti per il funzionamento automatico e manuale. Può funzionare a 16 2/3, 33 1/3, 45 e 78 giri al minuto con dischi di 18, 25 e 30 cm. di diametro.

Nel funzionamento automatico può riprodurre fino ad otto dischi di qualsiasi diametro. Dischi dello stesso numero di giri possono essere comunque mescolati anche se di diametro diverso.

Il Modello 210 può rifiutare il disco in audizione per passare a quello successivo oppure fermarsi sul disco in audizione e ripartire dallo stesso punto. Infine può arrestare l'audizione e portarsi a riposo, pronto per riprendere dal disco successivo con ulteriore operazione di comando.

Il cambiadischi e il pick-up sono già predisposti per lo stereo.

Il pick-up innestato a spina può essere equipaggiato con qualsiasi cartuccia Garrard monoaurale o stereo. Il cambiadischi può essere fornito con l'astuccio vuoto per l'applicazione di altri tipi di pick-up.

Il braccio è munito di una speciale leva di blocco che, ad inserzione avvenuta, rende strettamente solidale il pick-up col braccio stesso.

L'astuccio porta pick-up e il braccio Mod. 210 sono muniti di spina e presa quadripolare che permette di tenere completamente separati i due canali stereo.

Il braccio può essere agganciato ad un supporto di riposo; detto gancio si stacca automaticamente quando si mette in funzione l'apparecchio.

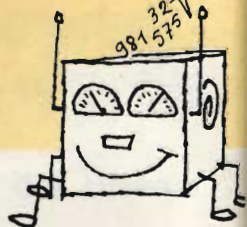
Una speciale sicurezza impedisce al pick-up di muoversi in assenza di dischi sul perno centrale.

La caduta automatica dei dischi a 45 giri foro largo, viene ottenuta con l'uso della speciale torretta tipo LRS 4/W, acquistabile separatamente.

L'accurato trattamento, e la finitura dei componenti, rendono il cambiadischi atto a funzionare in climi tropicali, se munito di cartuccia ceramica Garrard GCE 12.

Il modello 210 funziona con corrente alternata a 50 periodi e tensioni comprese tra 100 e 130 volt e 200 a 250 volt.

Spazio richiesto cm. 36 frontalmente e cm. 32 trasversalmente. Ingombro superiore alla piastra cm. 13, inferiormente cm. 7 ½.

dei cervelli elettronici

INTRODUZIONE

Questo articolo è intitolato l'ABC dei cervelli elettronici ed è bene cominciare col dire perchè abbiamo usato la parola cervello ad indicare ciò che, in fondo, non è altro che una macchina. Il fatto è che le calcolatrici elettroniche sono così perfette che possono fare anche meglio della mente umana. Le calcolatrici sono particolarmente specializzate nel risolvere processi logici e possono essere costruite in modo da raggiungere il massimo rendimento in quei problemi dove è necessario seguire un certo schema logico. Tuttavia la risposta data da una calcolatrice dipende e può solo dipendere dalla informazione che viene introdotta in essa dall'esterno. Così noi possiamo giustamente dire che sebbene le calcolatrici diano risultati pari o anche superiori a quelli della mente umana, noi non possiamo dire che esse siano copia artificiale del cervello. Sarebbe come dire che un altoparlante si comporta come la voce umana, ma non è copia della bocca e della gola. Alcuni dei risultati ottenuti dai pionieri delle calcolatrici furono trovati, dai medici, del tutto simili ai processi logici della mente umana.

Meccanizzazione e automazione

Uno dei fattori che mancano nella meccanizzazione è un « elemento pensante », un « cervello » che possa regolare l'azione di una macchina a condizioni esterne. È proprio qui che le calcolatrici possono essere della più grande utilità. A queste calcolatrici possono venire date istruzioni in modo da migliorare e sveltire la produzione di un determinato articolo e controllarne la qualità. Questa capacità è detta AUTOMAZIONE. Facciamo un paragone per chiarire meglio: nell'uomo la pura meccanizzazione è azione muscolare, come nel caso dei riflessi condizionati, nei quali non entra la volontà. È solo quando il cervello controlla i nostri movimenti e li regola secondo le condizioni esterne che si può parlare di automazione.

Che cos'è una calcolatrice

Una calcolatrice è ovviamente una macchina fatta per compiere determinate operazioni matematiche. La differenza fra le calcolatrici elettroniche e le calcolatrici a tasti che le hanno precedute consiste nella diversa « coscienza » con cui esse compiono queste operazioni matematiche.

Nelle calcolatrici meccaniche, a tasti, è sempre necessaria la presenza di un operatore che provveda alle successive fasi del calcolo. Nelle calcolatrici elettroniche queste operazioni vengono preinserite nella memoria della macchina e questa ogni volta sarà in grado di scegliere fra le diverse operazioni, quella necessaria in quel dato caso. La novità delle calcolatrici elettroniche consiste in tre caratteristiche principali: esse sono veloci, non richiedono l'intervento continuato della mente umana, possono scegliere volta per volta le operazioni adatte. La conseguenza di ciò è che esse possono provvedere a calcoli estremamente complessi molto velocemente. Inoltre le calcolatrici elettroniche sono anche macchine molto versatili: cioè esse possono essere adattate in modo relativamente semplice per svolgere diversi lavori.

Che cosa può fare una calcolatrice elettronica

Una calcolatrice elettronica può fare tutto ciò che può essere ridotto ad operazioni matematiche. A parte calcoli puramente aritmetici, vi sono molti lavori che possono essere ridotti in forma matematica anche se a prima vista possono sembrare del tutto estranei a questa riduzione. L'esempio di una simile riduzione può essere la sistemazione dei nomi di un gruppo di persone in ordine alfabetico. Questo viene effettuato codificando con numeri le lettere dell'alfabeto. Nella nostra società moderna, il numero dei calcoli necessari è molto grande; basta pensare ai lunghi calcoli che vanno fatti negli inventari di una grande industria o alle complicazioni nelle retribuzioni da corrispondere alla mano d'opera. Ad esempio, nel calcolo di salari, la parte più semplice è il moltiplicare il numero delle ore lavorative per la retribuzione-ora. Ma raramente le faccende sono così semplici, per lo più si deve tener conto anche degli straordinari, di trasferte, della pensione, dei contributi in genere e di altri fattori che possono variare da individuo a individuo. Inoltre per dirigere e controllare una vasta organizzazione il totale delle uscite in salari deve essere diviso per compartimenti ed anche per ogni lavoro onde ricavare il costo di produzione. Il cervello umano è senz'altro capace di provvedere a questi lavori, ma occorre, allo scopo di ottenere la necessaria precisione, l'applicazione di molte persone per parecchio tempo. Invece una calcolatrice può, non solo arrivare velocemente a calcolare la paga di ciascun dipendente, ma può anche automaticamente provvedere a tenere una contabilità generale. Il risultato è una busta paga come quella della fig. 1.

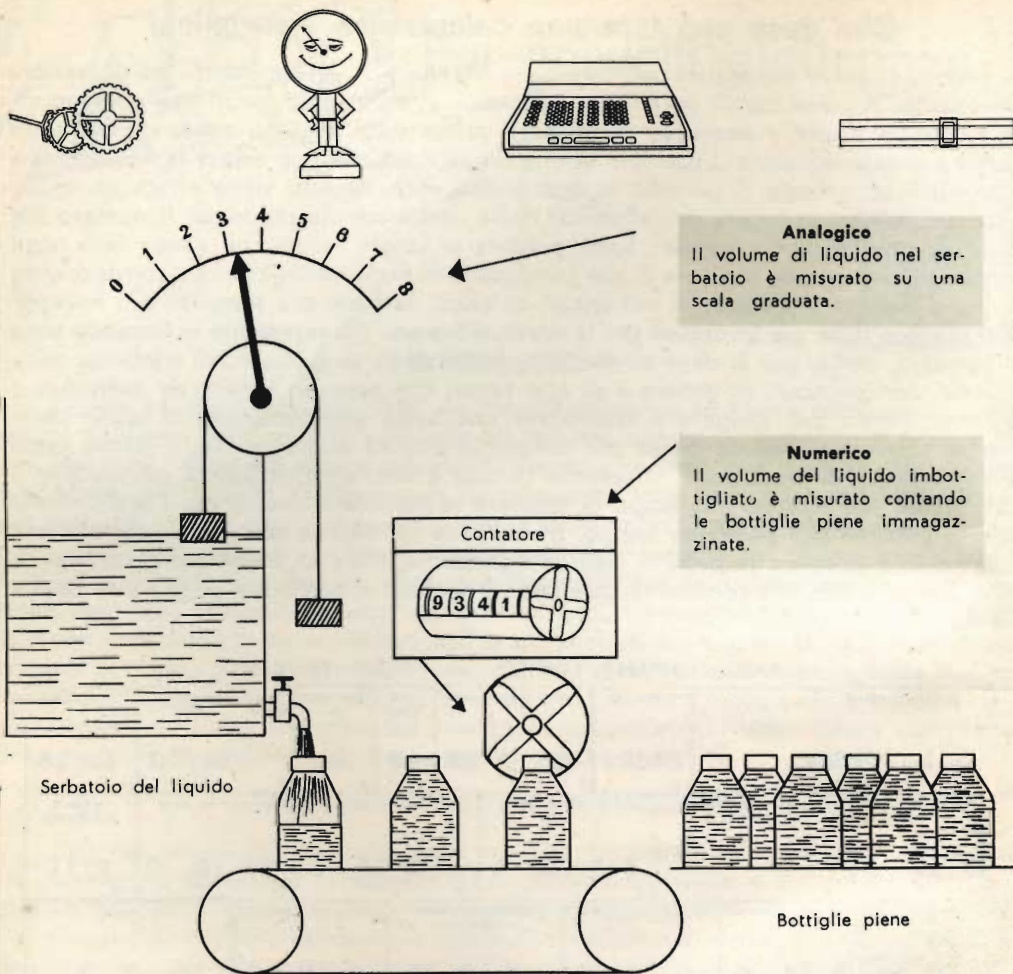
BLANK COMPANY LIMITED — STAFF PAYSLIP

NAME	CLOCK NO.	WEEK ENDING DATE	TAX WEEK	TAX CODE NO.	TAX BASIS	BASIC HOURS PAID	OVERTIME
1 A. N. OTHER.	2 23680	3 29 1 60	4 43	5 39	6	7 44.00	8 10.15

GROSS WAGE	± TAXABLE ADDITIONS OR DEDUCTIONS	GROSS PAY TO DATE	TAX OR REFUND THIS WEEK	TAX PAID TO DATE	NATIONAL INSURANCE
9 13 10 9	10	11 545 0 4	12 1 15 0	13 66 10 0	14 9/11

PENSION CONT.	NATIONAL SAVINGS	OTHER DEDUCTIONS	± NON-TAXABLE PAY ADJUSTMENTS	TOTAL DEDUCTIONS	NET WAGE
15 0 10 6	16 0 15 0	17 0 0 3	18 0 0 0	19 3 10 8	20 10 0 1

Facciamo alcuni esempi, sulla velocità delle calcolatrici. Per una somma di due numeri di sei cifre ciascuno, si possono impiegare cinque secondi; molte calcolatrici elettroniche arrivano a fare diecimila di queste somme ogni secondo. Questo per darvi un'idea della straordinaria velocità di queste macchine. L'utilità di questa velocità si manifesta quando devono essere sommate o sottratte o moltiplicate una grande quantità di dati o di informazioni. Questa grande velocità messa al servizio degli scienziati ha reso possibili dei risultati tecnologici altrimenti impossibili. Un esempio ci è fornito dall'energia atomica. Per arrivare a portare a termine tutta la serie di calcoli necessari alla messa a punto di una centrale atomica, sarebbero stati necessari un grande numero di matematici e molti anni di lavoro. Con una calcolatrice elettronica e pochi uomini questo lavoro può essere ultimato nel giro di un solo mese. Analogamente, nel calcolo delle orbite dei satelliti artificiali le calcolatrici elettroniche sono non solo utili, ma si può dire indispensabili. E siamo solo all'inizio dell'era della calcolatrice elettronica. Già si intravedono i tempi in cui queste macchine ridurranno il lavoro umano migliorando nello stesso tempo il tenore generale della vita.

Si potrebbe obiettare che le calcolatrici elettroniche porteranno alla disoccupazione: al contrario una recente inchiesta ha potuto accertare che nessuno ha perso il posto a causa di una calcolatrice elettronica.

Calcolatrici analogiche e numeriche

Vi sono due generi di calcolatrici le analogiche e le numeriche. Le calcolatrici numeriche operano sui numeri rappresentati da impulsi elettrici; le analogiche operano su correnti e tensioni variabili con continuità che rappresentano le quantità.

Non è facile chiarire bene la differenza fra i due tipi, ma forse gli esempi non elettrici della fig. 2 potranno essere di aiuto.

1) Un orologio nel quale la posizione delle lancette è controllata dagli impulsi meccanici dello scappamento può essere definito numerico.

2) Una bilancia la cui lancetta può assumere ogni posizione, non una serie separata di posizioni è analogica.

3) Una macchina addizionatrice a tasti è numerica.

4) Un regolo calcolatore è analogico.

Come opera una calcolatrice numerica

Sembrerà strano, ma la cosa più importante in una calcolatrice è il filo. Tutti i numeri elaborati dalla calcolatrice sono trasmessi lungo fili interni ad essa.

La prima cosa che conviene spiegare è come i numeri possono essere trasmessi lungo i fili. Quando azionando un interruttore accendete la lampadina, mandate lungo un filo un flusso di corrente che manterrà accesa la lampadina, fino a che azionerete nuovamente l'interruttore. Volendo trasmettere ad un'altra persona un numero si potrà accendere la lampadina un numero di volte pari al valore del numero da trasmette; se però il numero da trasmettere è molto grande per non perdere troppo tempo sarà conveniente stabilire un codice, cioè un sistema per abbreviare la trasmissione. Questo è precisamente ciò che hanno fatto i progettisti delle calcolatrici. Nel codice Morse ad esempio due unici simboli, il punto e la linea, opportunamente combinati, sono in grado di rappresentare le lettere dell'alfabeto ed i numeri; si può quindi capire come mediante i due simboli, « luce accesa » e « luce spenta » sia possibile codificare qualunque numero. Nelle calcolatrici ovviamente non si ha a che fare con lampadine, ma con impulsi di corrente: i due simboli saranno quindi « impulso di corrente » e « non-impulso ».

Questo codice ha il vantaggio, matematicamente parlando, di corrispondere al cosidetto sistema « binario » di numerazione; binario, perchè esso usa solo due simboli, « 0 » e « 1 », invece dei normali 10 simboli, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0.

Nelle calcolatrici elettroniche l'impulso sta per « 1 » e il « non-impulso » sta per « 0 ».

Il sistema binario

Nel sistema decimale ci si basa sulle potenze del 10, nel sistema binario su quelle del 2. Ci spiegheremo meglio con un esempio:

Il numero 14 va così interpretato nel sistema decimale:

$$14 = \text{una decina} + \text{quattro unità} = 1 \times 10^1 + 4 \times 10^0$$

(Ricordiamo che qualsiasi numero elevato alla potenza zero è uguale ad uno ($a^0 = 1$).

Nel sistema binario

$$14 = 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1110$$

Ossia un numero decimale leggendo da destra a sinistra è formato da tanti 1, tanti 10, tanti 100 ecc., quanto è indicato dal primo, dal secondo, dal terzo numero ecc., che compongono la cifra. Un numero binario analogamente è formato da tanti 1, tanti 2, tanti 4, tanti 8 ecc., quanto sono indicati dal primo, dal secondo, dal terzo, dal quarto numero ecc., della cifra.

Esempio:

$$11100010 = 1 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 =$$
$$= 1 \times 128 + 1 \times 64 + 1 \times 32 + 0 \times 16 + 0 \times 8 + 0 \times 4 + 1 \times 2 + 0 = 226$$

In definitiva non si fa altro che cambiare unità di misura come facciamo normalmente quando diciamo due dozzine invece di 24.

Le calcolatrici comuni possono arrivare generalmente a numeri aventi un massimo di 32 cifre. Il più grande numero che potremmo trascrivere sarà:

1111, 1111, 1111, 1111, 1111, 1111, 1111, 1111.

Questo numero espresso col sistema decimale è:

4.294.967.295

Con una combinazione di 32 impulsi o non-impulsi potremmo quindi trascrivere tutti i numeri compresi tra zero e oltre 4 miliardi.

Sistema DECIMALE **Basato sulle potenze del** **DIECI**	**Sistema BINARIO** **Basato sulle potenze del** **DUE**
1205 significa	10010110101 significa
1 migliaio + 2 centinaia +	$1 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^{9} + 0 : 2^{8} + 1 \cdot 2^{7} + 0 \cdot 2^{6} + 1 \cdot 2^{5} + 1 \cdot 2 + 0 \cdot 2^{3} + 1 \cdot 2^{2} + 0 \cdot 2 + 1$
+ 0 decine + 5 unità	ovvero $2^{10} + 2^{7} + 2^{5} + 2^{4} + 2 + 1$
ossia	ossia $1024 + 128 + 32 + 16 + 4 + 1$
$1 \cdot 10^{3} + 2 \cdot 10^{2} + 0 \cdot 10^{1} + 5$	ossia 1205

Poichè

1111·1111·1111·1111·1111·1111·1111·1111 in sistema binario

vale

$2^{31} + 2^{30} + 2^{29} \ldots\ldots\ldots\ 2^{2} + 2 + 1$ ovvero

4·294·967·295 in sistema decimale

noi possiamo codificare tutti gli interi

da 0 a 4·294·967·295 con

32 « impulsi » o « non impulsi »

I numeri binari possono essere addizionati, sottratti, moltiplicati e divisi come i decimali. L'aritmetica che ne risulta è alquanto diversa da quella a cui siamo abituati, ma per lo più non è necessario conoscerla in quanto la calcolatrice provvede essa stessa a trasformare i numeri decimali in binari e viceversa.

Possiamo ora capire la ragione per la quale le calcolatrici elettroniche operano così velocemente; i componenti elettronici come le valvole e i transistors possono generare e « maneggiare » milioni di impulsi ogni secondo.

(continua)

FONOTELERADIO IN CASA

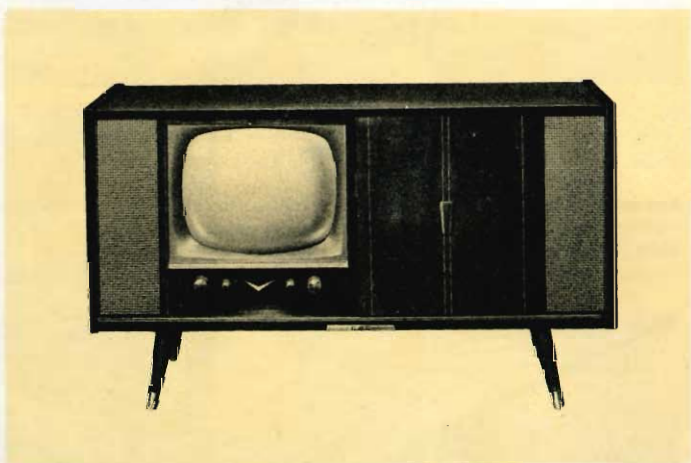
FONOTELERADIO IN CASA
FONOTELERADIO IN CASA

TELEVISORE E ARREDAMENTO

Il televisore deve entrare a far parte del nostro soggiorno con naturalezza, cioè, non deve spiccare come un oggetto strano, perciò deve trovare il suo posto esatto e armonizzare con l'assieme.

Il televisore, dal punto di vista estetico dell'arredamento, può essere una importante pedina per valorizzare il buon gusto di un interno; se disposto male o in luogo non appropriato, può ridurre sensibilmente l'effetto armonico di un ambiente.

Ma esiste una regola generale per inserire felicemente questo eccezionale « mobile » in un soggiorno?

No! Esiste però un principio fondamentale da rammentare sempre per ottenere il meglio ed è questo: concedete molto spazio al settore dell'ambiente che è imperniato sulla « lettura » del televisore senza però condizionare o compromettere per questo la buona accoglienza delle altre parti del soggiorno.

Cercate prima di tutto un televisore elegante, assolutamente moderno adattabile, nei suoi colori, alla « base » dello stile del Vostro soggiorno: sarà in una tinta pastello se avete mobili allegri, con stoffe e tendaggi a toni vivaci; oppure di legno scuro lucido se siete in stile classico tradizionale.

Opaco a cera, o grigio, o ricoperto in pelle se preferite lo stile svedese o rigorosamente moderno.

Le poltrone e il divano che il più delle volte fanno ala al televisore non siano disposte in modo da dare la sensazione, a chi entra nel soggiorno, di trovarsi in un cinema.

Lasciate una « apertura » che non renda schiavi gli ospiti, siate discreti.

Una volta ebbi modo di osservare una meravigliosa sistemazione di TV. Un antico tavolinetto, dalla linea armonica e intonata con le poltrone, reggeva con noncuranza e classe un modernissimo televiŝore da 17 pollici, che in tal modo si trovava « come per caso », e felicemente davanti a tutti.

Enorme importanza si deve attribuire a *DOVE* appoggiare il televisore. È per questo che oggi architetti e arredatori tendono a portarlo su ripiani a muro, divisorie ambientali a libreria, panche sobrie ed altro.

Si intende insomma, ad incorporarlo « fisicamente » in ampie zone: vicino al bar e ai libri.

Importante è che si sia finalmente capito che il televisore è vita ed è di sera, quello che di giorno è una finestra con balcone a fiori. È contatto umano vivissimo e piacevole in un ambiente che, per la sua presenza, deve essere valorizzato.

Vi presentiamo alcune simpatiche sistemazioni suggerite da **« Arte-Casa »** che dimostrano la giusta tendenza di ambientare nel vivo dell'arredamento l'apparecchio televisivo.

Riscontra sempre più il gusto del pubblico la sistemazione dell'apparecchio televisivo in un vano della libreria componibile. Nella foto viene illustrata un'ottima sistemazione.

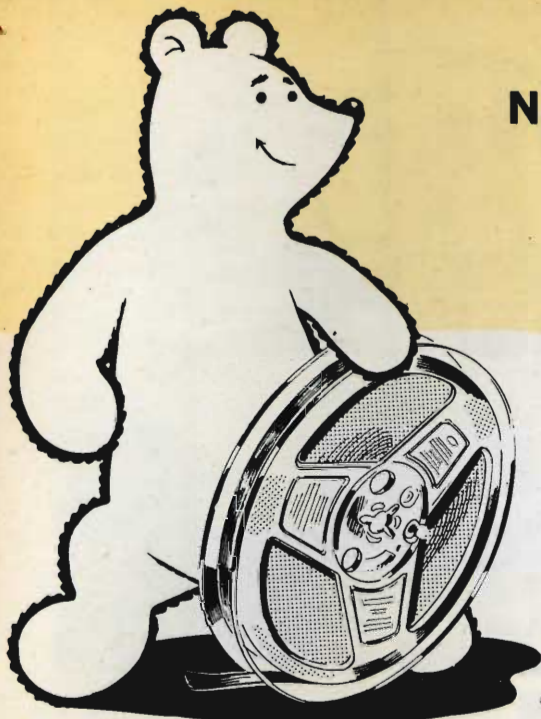
(ARCHITETTO F. LORIGANI)

Nella foto: pregevole assieme arredamento-televisore in zona di soggiorno.

Anche con elementi componibili « jolly » a spalle di media altezza, posti in angolo gioco, si può sistemare con eleganza il televisore.

Questo mobile libreria-bar, posto a divisione dal soggiorno-zona pranzo, accoglie con funzionalità un elegante televisore.

(PRODUZIONE, F.LLI MERATI)

NASTRI MAGNETICI

"Pydurtrop,,

"Professional,,

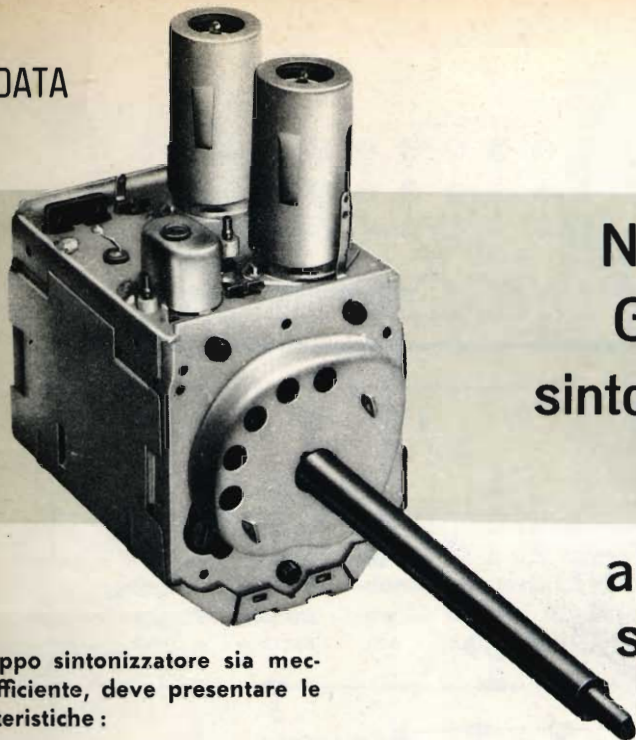
stabilità assoluta
massima flessibilità
non logora le testine magnetiche

Nastro Normale G.B.C

Art.	Pollici	⌀ Bobina	m.	Prezzo Listino Lit.
S/625	3"	78	85	750
S/625-1	3 ½"	85	100	950
S/628	5"	127	180	1.600
S/628-1	5 ¾"	147	255	2.500
S/631	7"	178	360	3.100

Nastro Long Playing G.B.C

Art.	Pollici	⌀	m.	Prezzo Listino Lit.
S/626	3"	78	120	1.000
S/626-1	3 ½"	85	150	1.400
S/629	5"	127	260	2.200
S/629-1	5 ¾"	147	340	3.400
S/632	7"	178	540	4.200

é una esclusività G.B.C electronics

NUOVO Gruppo sintonizzatore VHF a circuiti stampati

Perchè un gruppo sintonizzatore sia meccanicamente efficiente, deve presentare le seguenti caratteristiche:

a) Tutte le superfici debbono essere prive di bave, graffiature, incrinature, rotture ed ossidazioni di qualsiasi genere; le parti metalliche in ferro devono essere fortemente nikelate o cadmiate (minimo 6 micron).

b) Le linguette elastiche ed i contatti rotanti, fortemente argentati e saldamente fissati alle rispettive parti d'ancoraggio, devono garantire un sicuro contatto elettrico e non essere causa d'attriti anormali od inceppamenti.
La lubrificazione dev'essere fatta con adatto lubrificante non acido, accuratamente distribuito a velo sia sulle parti metalliche soggette a movimento che sui contatti elettrici (fissi e mobili).

c) Il movimento relativo al rotore deve essere dolce, ma a scatti precisi, sicuri e ben definiti.

d) Sul selettore non si devono riscontrare, durante il funzionamento del televisore, vibrazioni di nessun genere.

e) Le piastre supporto dei commutatori devono risultare rigidamente ancorate al telaio.

f) La vite in ottone per la regolazione della frequenza dell'oscillatore locale dev'essere saldamente tenuta dalla sua sede, pur consentendo la regolazione prevista.

Caratteristiche del circuito elettrico

a) Sul catodo della V1 (PCC 88) è stato montato un resistore di 82 ohm. Questo valore richiede un CAG negativo di almeno 1 Volt. In casi diversi il valore del resistore è da scegliere adeguatamente.

b) Il circuito in placca della convertitrice (v. particolare fig. 1), ha le seguenti caratteristiche:

Primario 10-13: n. 12 spire Ø = 0,2 sm. nylon sald.
Secondario 11-12: n. 3 spire Ø = 0,2 sm. nylon sald.

I selettori sono stati previsti per la ricezione del segnale di media frequenza (40,25 MHz portante suono e 45,75 MHz portante visione) in adattamento al sintonizzatore VHF costruito secondo lo schema di fig. 3. In tale sintonizzatore la bo-

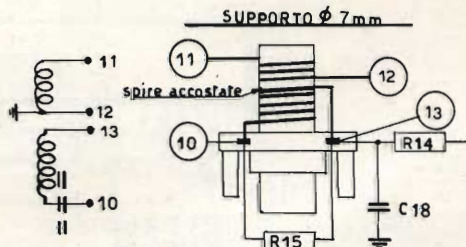



Fig. 1

Schema elettrico del sintonizzatore

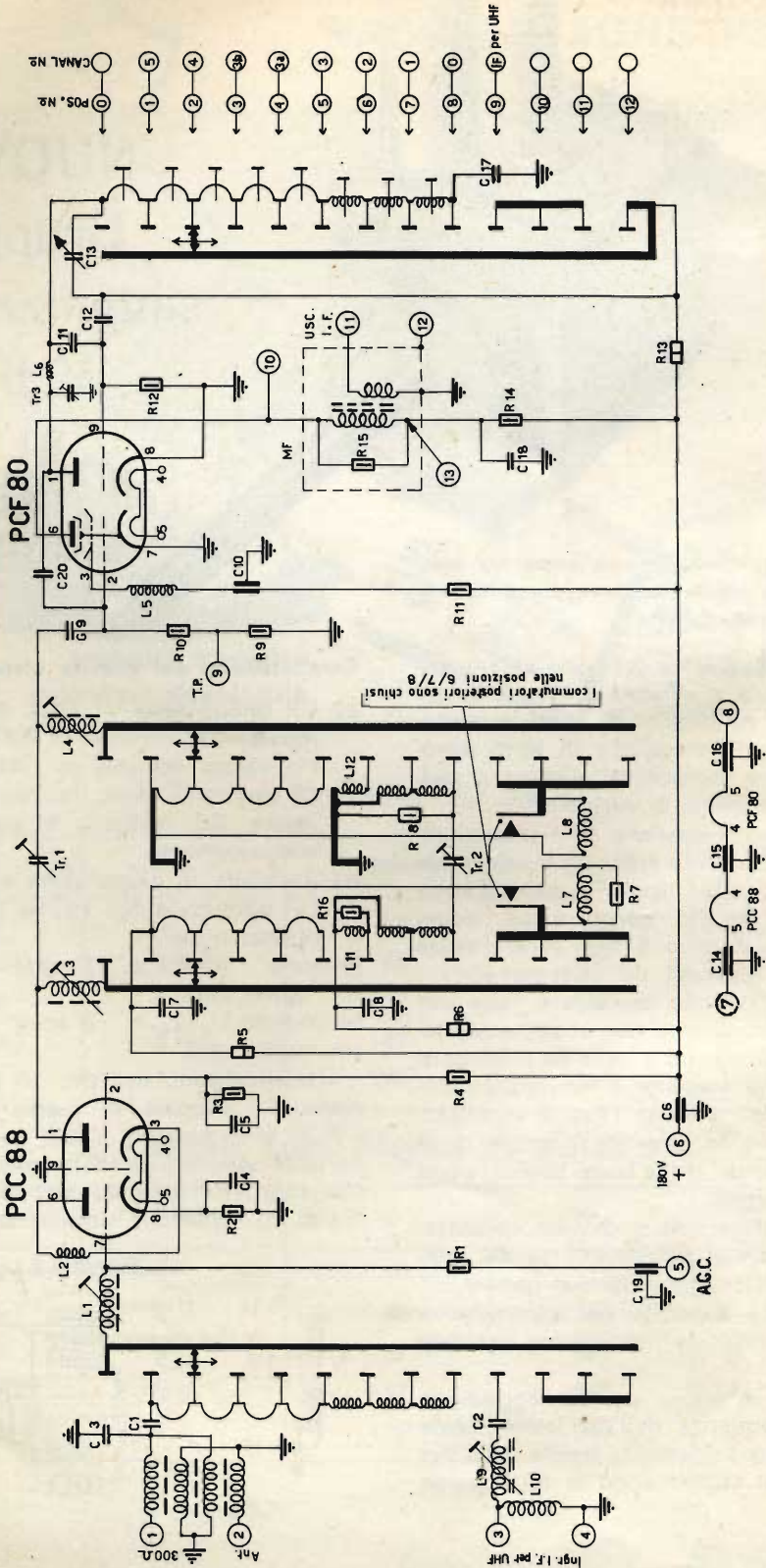



Fig. 2

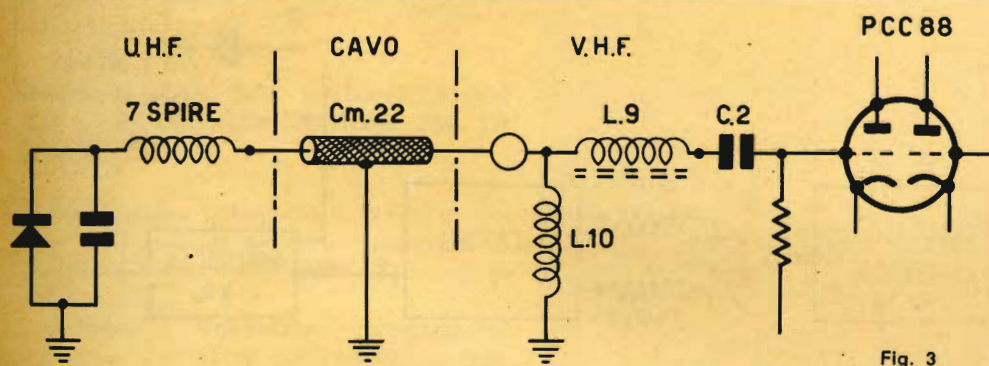



Fig. 3

tuisce il ramo a monte del trasformatore di accoppiamento, consta di 7 spire Ø = 0,4 mm. avvolte su un mandrino di 2,5 mm. di diametro. Il cavetto di collegamento tra l'uscita del sintonizzatore UHF e l'entrata apposita nel selettore VHF, ha la lunghezza di 22 ± 0,5 cm. e presenta un'impedenza caratteristica di 52 ohm con una capacità di circa 95 pF/m (formazione anima 17 x 0,15 mm.).

PRESTAZIONI

a) **banda passante:** la curva relativa deve essere contenuta nella zona tratteggiata del seguente diagramma:

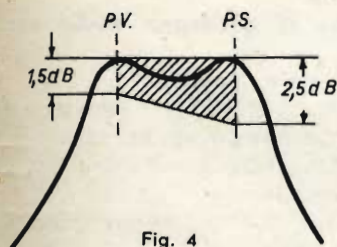



Fig. 4

Metodo di misura

Si modula il generatore a 400 Hz, 30 % ed il segnale va applicato al selettore tramite l'antenna fittizia costituita dai due resistori non induttivi da 120 ohm e 150 ohm. Il segnale a 400 Hz rivelato sulla griglia della convertitrice e prelevato dal punto di misura (T.P. sullo schema), opportunamente amplificato, dà, per ogni canale, la misura relativa all'amplificazione alle varie frequenze.

Si applica, tramite il generatore a 43 MHz, un segnale alla griglia del I° stadio dell'amplificatore di ugual frequenza (interruttore A chiuso), fino a leggere sullo strumento indicatore un determinato valore. Si annoti il livello V_1 del segnale all'uscita del generatore a 43 MHz.

Si apra allora l'interruttore A e si applichi al selettore, tramite l'antenna fittizia, un segnale di frequenza corrispondente al centro tra le portanti del canale sotto misura. Si predisponga la sintonia fine per

Fig. 5

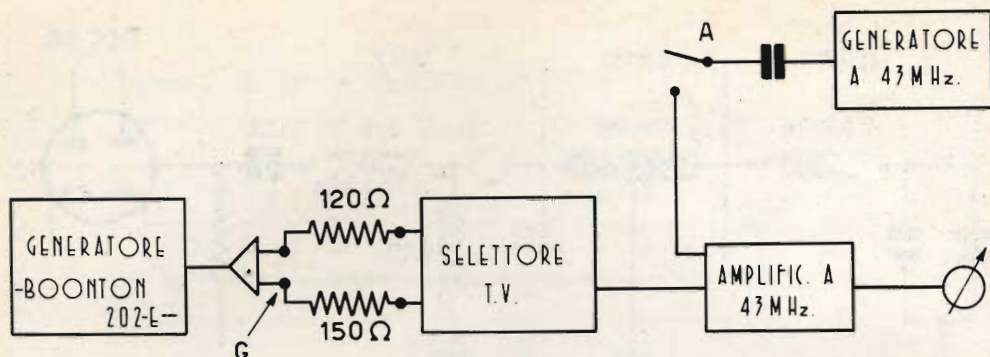



Fig. 6

avere la massima deviazione dello strumento indicatore e si regoli il livello di uscita del generatore fino a leggere sullo strumento indicatore lo stesso valore rilevato nella misura effettuata prima con il generatore a 43 MHz. Si annoti il livello V_2 del segnale all'uscita del generatore.

Il guadagno è dato da:

$$G = 2 \frac{V_1}{V_2}$$

c) **Fattore di disturbo:** dev'essere
per i canali A, B, C $\leq$ 4 KTo
per i canali D, E, F, G, H $\leq$ 6 KTo

d) **Taratura dell'oscillatore locale:** con la sintonia fine a metà corsa, la frequenza dell'oscillatore locale deve essere predisposta per ottenere, con un segnale a radiofrequenza al centro di ogni canale un segnale a frequenza intermedia di 43 MHz, con una tolleranza di $\pm$ 0,25 MHz.

e) **Campo di regolazione della sintonia fine:** normalmente 3 $\pm$ 1 MHz, a richiesta altri valori.

f) **Spostamento di frequenza dell'oscillatore locale:** dev'essere

1) $\leq$ 200 KHz per un aumento di temperatura di 20 °C sopra la temperatura ambiente (per quest'ultima si possono assumere valori tra 15 °C e 30 °C). La misura va iniziata 3' dopo l'accensione.

2) $\leq$ 100 KHz per una variazione del $\pm$ 10 % delle tensioni d'alimentazione.

b) **Cifra di guadagno medio per tutti i canali:**
dev'essere $\geq$ 50

Il circuito di griglia, risonante a 43 MHz, deve essere realizzato nel seguente modo:
Primario 1-2: n. 3 spire filo Ø 0,3 - sm. saldabile
Secondario 3-4: n. 11 spire filo Ø 0,3 - sm. saldabile

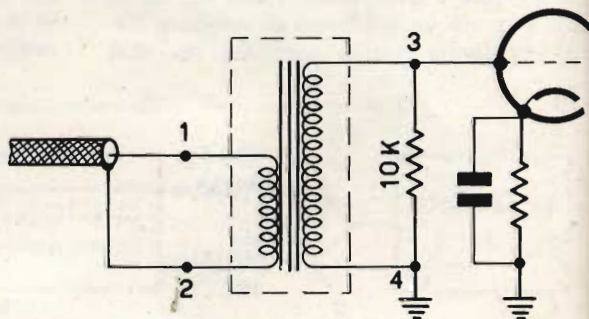
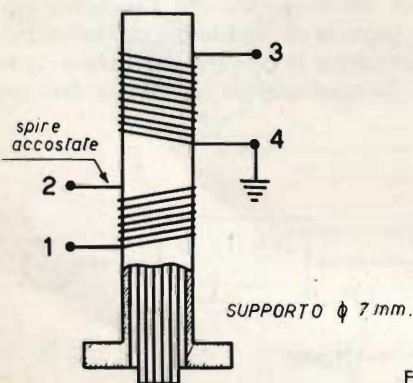



Fig. 7

ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE R. F. PER TV - CONNESSIONI PER LA TARATURA

Oscillografo: collegarlo al punto di misura T.P. con in serie un resistore di 10 Kohm. Porrè l'oscillografo alla massima amplificazione.

Generatore Vobbulato: collegarlo ai terminali d'antenna con adattatore per 300 ohm.

Generatore dei segnali: accoppiare lascamente l'uscita RF per ottenere la marcatura. Inserire un filo isolato nella parte superiore dello schermo della valvola mescolatrice e collegare l'altro terminale del filo all'ingresso a R.F. del generatore.

Diversi: collegare a massa il punto 5. Porre il comando della sintonia fino al centro del campo di variazione.

Fig. 8

VITI PER OSCILLATORE
GENERATORE DI SEGNALI
RF-IN RF-OUT
OSCILLOGRAFO
VERT. HOR.
GENERATORE VOBBULATO
SCOPE RF-OUT
ADATTATORE 300 Ω
MF 43
T.P.
Tr3

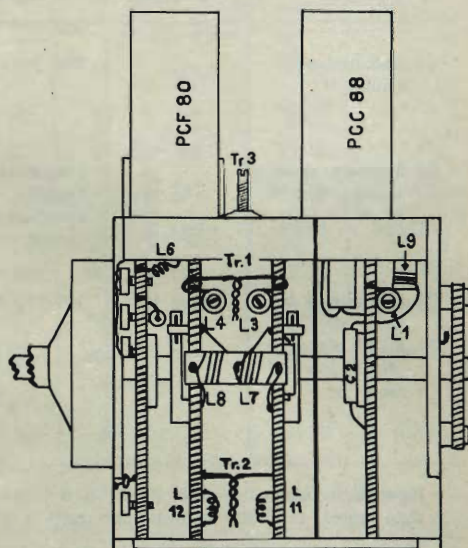
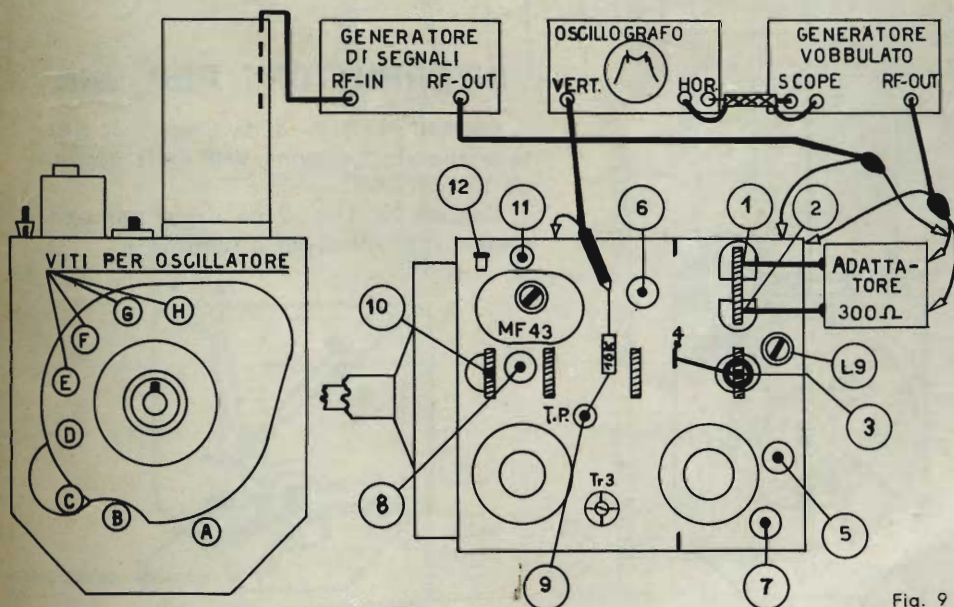



Fig. 9

Operazione	Generatore vobbulato	Generatore segnali	Regolatore	Osservazioni
A) Regolare oscill. canale H.		256 MHz	Vite H L. 6 Tr. 3	Regolare per battimento con generat. segnale.
B) Regolare oscill. canali da G ad A		Frequenza dell'oscill. corrispondente al canale.	Viti da G fino ad A	Regolare per battimento con generat. di segnali dal canale G fino ad A. Regolare Tr. 3 quando l'oscillat. loc. è fuori taratura.
C) Regolare le bobine di Ant. R. F. placca e griglia Mix del canali H.	Canale H	209-216 Mhz	L. 1 - L. 3 L. 4	Regolare L1 (ampl.) L3 (freq.) e L4 per giusto responso. Sistemare la posizione di Tr. 1 per controllare la largh. della banda. Scostare le spire di L5 per ottenere un avvallamento del 15 % o meno.
Ripetere le regolazioni dei canali H e D variando Tr. 1. L1. L.3 L4. fino ad ottenere una traccia contenuta entro i limiti stabiliti per tutti i canali compresi fra H. e D.				
D) Regolare il canale C.	Canale C	81 - 88	L. 11 L. 12	La larghezza di banda si regola avvicinando le due bobine L11 e L12 L11 (freq.) L12 per giusto responso.
E) Regolare canali B. A.	Canali B. A.	Marcature corrisp.		La Jarghezza di banda si regola variando Tr. 2.
F) Regolare Canali IF per UHF	Canale IF per UHF	40.25 45.75	L. 7 L. 8 L. 9 L. 10	Regolando L7 L9 per giusto responso e L8 L10 per giusta larghezza.

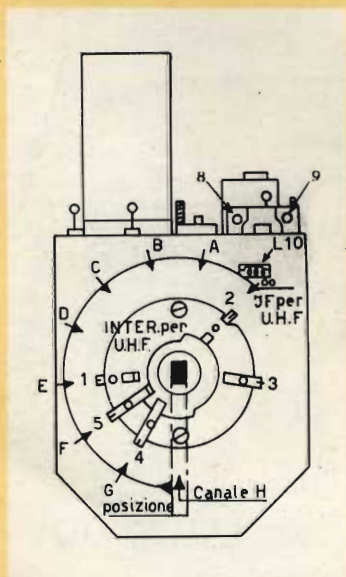



Fig. 10

INTERRUTTORE PER UHF

Contatti N. 3 ÷ 4 da usarsi per mettere in corto l'antenna VHF nella posizione I.F. per UHF.

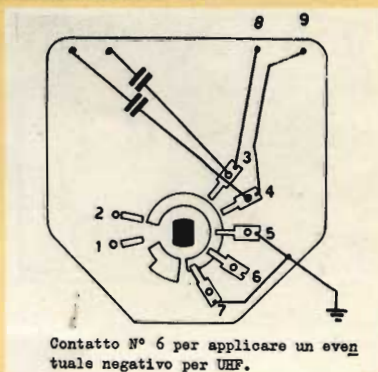
Contatti N. 1 ÷ 2 da usarsi per commutare il positivo per il tuner UHF.

Contatto N° 6 per applicare un eventuale negativo per UHF.

Fig. 11

Esecuzione BJ per 8 canali Italiani per V.H.F.

CANALI	BANDA MHz	PORTANTE VIDEO MHz	PORTANTE SUONO MHz
A — N. 0	52,5 ÷ 59,5	53,75	59,25
B — N. 2	61 ÷ 68	62,25	67,75
C — N. 2	81 ÷ 88	82,25	87,75
D — N. 3	174 ÷ 181	175,25	180,75
E — N. 3a	182,5 ÷ 189,5	183,75	189,25
F — N. 3b	191 ÷ 198	192,25	197,75
G — N. 4	200 ÷ 207	201,25	206,75
H — N. 5	209 ÷ 216	210,25	215,75
I. F. per UHF N. 0	39 ÷ 46	45,75	40,25

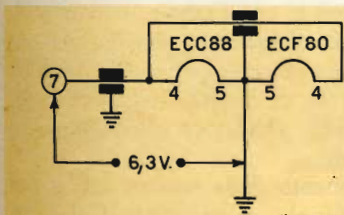



Fig. 12 - Modifica da apportare al circuito dei filamenti impiegando in luogo delle valvole PCC88 e PCF 80 le valvole ECC88 ed ECF80.

Dati d'ingombro

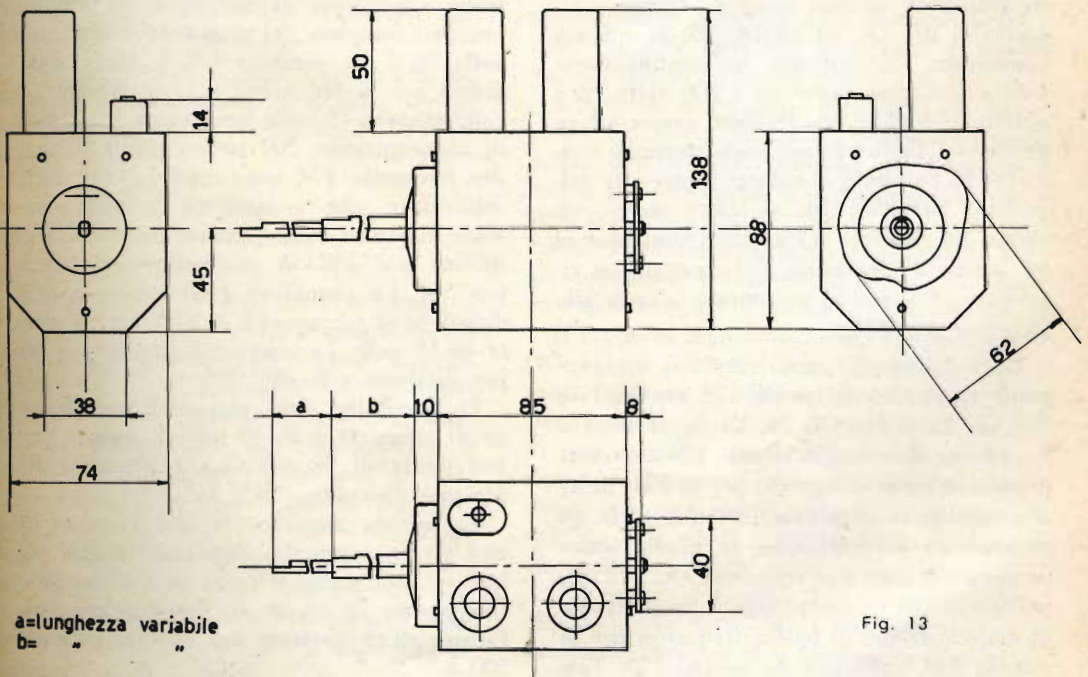



Fig. 13

RICEVITORE A TRANSISTOR per AM/FM

In questo articolo viene descritto il circuito di un ricevitore AM/FM a nove transistor, alimentato con una batteria da 6 V. In AM la gamma ricevuta è compresa tra 550 e 1550 kHz, mentre in FM si estende da 87,5 a 101 MHz. Apportando al circuito varie modifiche si possono raggiungere i 108 MHz. Lo stadio d'uscita è equipaggiato con due transistor funzionanti in classe B, che forniscono all'altoparlante una potenza di 500 mW.

Fino a poco tempo fa l'impiego dei transistor nei radioricevitori era limitato alla ricezione delle gamme delle onde medie e lunghe; ciò era dovuto alle limitazioni imposte dai transistor OC 44 ed OC 45. È noto infatti che le caratteristiche di questi ultimi sono tali da non consentire l'impiego come oscillatori-mescolatori nelle gamme delle onde corte e della modulazione di frequenza. A tale inconveniente si è ora ovviato con l'introduzione dei nuovi transistor a lega e diffusione: OC 170 e OC 171. Questi transistor offrono notevoli vantaggi rispetto ai tipi OC 44 ed OC 45, in quanto consentono di ottenere un'amplificazione sino a frequenze superiori a 100 MHz. Si è potuto conseguire tale risultato grazie ad un processo di fabbricazione completamente nuovo che ha permesso di ridurre lo spessore della base introducendo, al tempo stesso, un campo acceleratore. Con questi transistor si ha quindi la possibilità di progettare un ricevitore efficiente ed economico, adatto alla ricezione AM/FM.

Il ricevitore che descriviamo è equipaggiato con due transistor OC 171, tre OC 170, due OC 75 e due OC 74. La fig. 1 illustra lo schema funzionale. Detto schema comprende un'unità d'ingresso per la FM, unità che consiste in un preamplificatore ed in un mescolatore autooscillante. In questa sezione vengono usati due transistor OC 171. La sezione che segue comprende il primo stadio di amplificazione di media frequenza per la gamma FM, costituito da un OC 170. Tale transistor può funzionare anche come mescolatore e oscillatore per la ricezione AM.

Il secondo ed il terzo stadio, dell'amplificatore di media frequenza, servono sia per la ricezione in AM che per quella in FM.

L'amplificatore di media frequenza è seguito dagli stadi rivelatori rispettivamente per AM e FM.

Il funzionamento della sezione b.f. è del tutto convenzionale, se si eccettua il fatto che il primo stadio viene usato anche come amplificatore di c.c. per la tensione del controllo automatico di guadagno. Il circuito elettrico completo del ricevitore è illustrato nella fig. 5. In ricezione AM, lo stadio d'ingresso per la FM viene escluso mediante il commutatore (S_5) che interrompe il circuito di alimentazione. Nel primo stadio di media frequenza FM sono stati inseriti degli interruttori che consentono la trasformazione di questo, da amplificatore di media frequenza per FM in oscillatore-mescolatore per AM. La sensibilità della sezione a modulazione di frequenza è di 2 μV per un'uscita di 50 mW. La selettività ammonta a 70 per dissintonia di 300 kHz.

La sensibilità della sezione a modulazione di ampiezza è di 40 μV/m, sempre per una uscita di 50 mW. La selettività è 40 per una dissintonia di 9 kHz.

La sezione amplificatrice b.f. consiste in uno stadio preamplificatore, uno stadio pilota ed uno stadio d'uscita in « push-pull » funzionante in classe B. Quest'ultimo può fornire all'altoparlante una potenza utile di 500 mW.

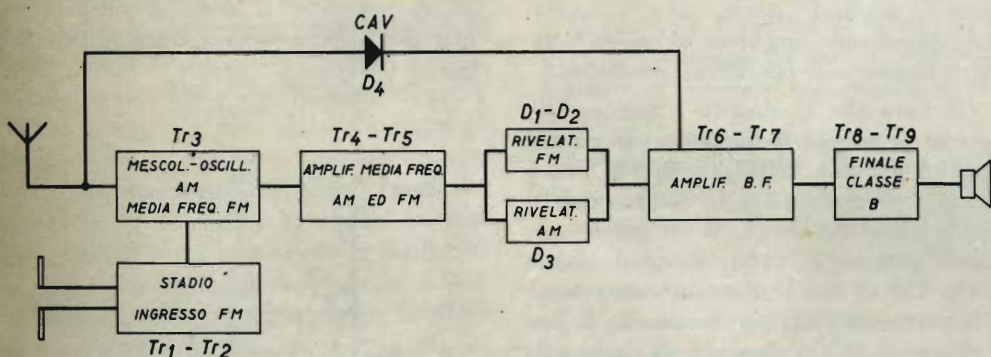



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricevitore

In ricezione FM, la corrente di riposo, in assenza di segnale, ammonta a 28 mA ed a piena uscita l'assorbimento di corrente resta al di sotto dei 200 mA. Il consumo medio si aggira intorno ai 70 mA.

Nelle pagine che seguono, diamo una descrizione più dettagliata delle varie sezioni del ricevitore.

Preamplificatore a.f.

Nel preamplificatore di alta frequenza, il transistor OC 171 è collegato con base comune. È stato scelto questo tipo di circuito poichè rispetto al funzionamento con emettitore comune, l'amplificazione è maggiore. Sebbene il guadagno unilateralizzato sia il medesimo per entrambi i circuiti, nel circuito con emettitore comune la reazione, nella gamma di frequenza che ci interessa, risulta negativa, mentre diventa positiva nel circuito con base comune. Ciò significa che il guadagno ottenibile col collegamento con base comune è di circa 3 dB superiore al guadagno unilateralizzato.

L'amplificazione conseguibile ha quindi un valore medio di circa 12 dB. Il margine di sicurezza del circuito con base comune, nonostante la presenza della reazione positiva, è tale da garantire la stabilità di funzionamento in qualsiasi condizione.

L'antenna è un dipolo semplice con impedenza di 60 Ω. Dato che l'impedenza d'ingresso dell'OC 171, collegato con base comune, per la gamma di frequenza considerata, è di circa 100 Ω, l'adattamento per la massima potenza si ottiene con un fattore di accoppiamento tra L_1 ed L_2 pari a 0,75 ed un rapporto spire di 1 : 1.

Il rapporto segnale-disturbo del transistor OC 171 è particolarmente favorevole con una resistenza d'ingresso di circa 60 Ω. Dato però che il fattore di rumore aumenta di una quantità trascurabile con una resistenza d'ingresso di circa 100 Ω, l'adattamento sopraindicato si dimostra ottimo non soltanto agli effetti della massima potenza, ma anche agli effetti del minimo rumore.

Il circuito d'ingresso $L_2 C_1$ è accordato alla frequenza di 97 MHz mediante il condensatore variabile C_1. Questo circuito risulta fortemente smorzato dalla bassa impe-

denza d'ingresso del transistor e dalla resistenza dell'antenna e conseguentemente in condizioni di carico presenta un fattore di merito Q piuttosto basso, circa 7, realizzando quindi una larghezza di banda notevole e trascurabili perdite di inserzione.

Il fatto che il circuito d'ingresso sia sintonizzato su una frequenza prossima alla estremità più alta della gamma FM, ha il vantaggio di compensare la diminuzione di amplificazione del transistor in questa parte della gamma. In questo modo sull'intera gamma FM si riesce ad ottenere una sensibilità pressoché costante. Nonostante il basso valore di Q (in presenza di carico), la reiezione della frequenza immagine è sufficientemente elevata.

L'uscita dello stadio preamplificatore è collegata ad un circuito accordato e, attraverso C_6, all'ingresso dello stadio mescolatore-oscillatore.

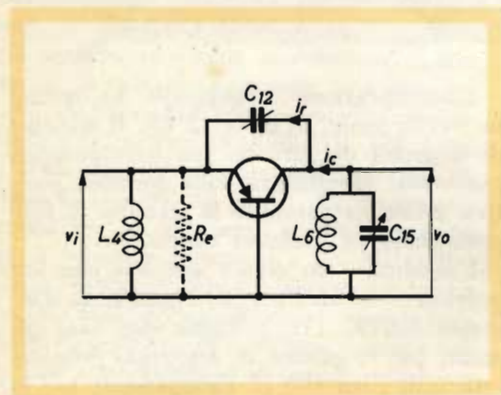



Fig. 2 - Circuito semplificato dello stadio oscillatore FM.

Convertitore autooscillante

La fig. 2 illustra il circuito tipico dell'oscillatore. Quest'ultimo è accordato su una frequenza di 10,7 MHz superiore a quella del segnale. In tal modo le frequenze immagine vengono a trovarsi al di fuori della gamma occupata dalle trasmissioni televisive.

Il transistor mescolatore-oscillatore è anche esso collegato con base comune in quanto, come abbiamo detto precedentemente, questa soluzione consente di ottenere una reazione positiva nella gamma di frequenza che ci interessa.

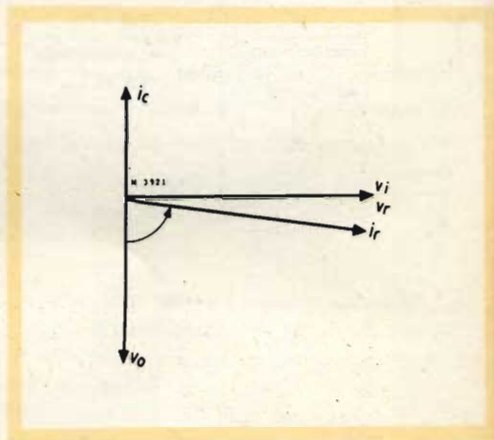



Fig. 3 - Relazione vettoriale tra correnti e tensioni del circuito dell'oscillatore FM.

Collegando un condensatore tra collettore ed emettitore, la reazione positiva aumenta in maniera sufficiente a mantenere le oscillazioni. Ciò può spiegarsi meglio con riferimento alla fig. 3. In ricezione FM, la corrente di collettore i_c è in anticipo di 90° rispetto alla tensione d'ingresso v_i. Detta corrente dà origine ai capi del circuito oscillante ad una tensione v_o in opposizione di fase rispetto alla corrente del collettore stesso. Supponendo che l'impedenza d'ingresso del transistor sia resistiva e di basso valore rispetto alla capacità di reazione C_{12}, la corrente i_r che scorre attraverso tale capacità sarà in anticpo di circa 90° rispetto alla tensione di uscita v_o. Ne consegue che la tensione v_r presente ai capi del circuito d'ingresso e prodotta da i_r sarà pressocchè in fase rispetto alla tensione d'ingresso v_i. Le capacità di C_6 e di C_{12}, nonchè le capacità parassite presenti nel circuito d'ingresso dello stadio, possono essere in parte

compensate mediante l'induttanza L_4. L_4 può inoltre servire come mezzo di regolazione della tensione dell'oscillatore. Per consentire il miglior adattamento alle dispersioni delle caratteristiche dei transistor, L_4 dovrebbe essere variabile. È tuttavia preferibile rendere variabile il condensatore di reazione C_{12} invece che l'induttanza L_4, in quanto mentre quest'ultima può essere variata solo di un fattore di circa 2, il condensatore di reazione può essere facilmente variato di un fattore compreso tra 4 e 5. Un'altra funzione di L_4 è quella di offrire unitamente alla capacità C_7 (v. fig. 5), un passaggio a bassa impedenza ai segnali a 10,7 MHz.

Il valore medio della tensione oscillante misurato tra l'emettitore e la base ammonta a circa 200 mV e rappresenta un accettabile compromesso fra il buon funzionamento del convertitore e la sicurezza contro lo « squegging ».

La frequenza dell'oscillatore dipende in una certa misura dalla tensione di alimentazione. Con uno stadio d'uscita in classe B, l'assorbimento di corrente di batteria va da un valore di 28 mA, in assenza di segnale, ad un massimo di 200 mA a piena potenza. A causa della resistenza interna della batteria, tale variazione di corrente determina a sua volta una variazione della tensione di alimentazione e conseguentemente della frequenza di oscillazione. Ciò può dare adito ad una distorsione che può venire ridotta collegando il transistor oscillatore-mescolatore ad una presa intermedia del circuito oscillante FM. La variazione della frequenza dell'oscillatore causata da una variazione della tensione di alimentazione viene così ridotta a meno di 50 kHz per volt entro un campo da 6 a 5 V.

Il guadagno di conversione, tenuto conto delle perdite dei filtri passa banda, ammonta a circa 10 dB. Il guadagno medio dell'intero stadio d'ingresso FM è di 22 dB, mentre il fattore di rumore ha un valore medio di 8,5 dB.

Amplificatore m.f.

La tensione irradiata misurata ai capi di una resistenza da 60 Ω collegata ai morsetti di antenna non supera il valore di 1,5 mV.

La sezione di media frequenza del ricevitore comprende tre stadi amplificatori per la ricezione FM, di cui gli ultimi due vengono impiegati anche per l'amplificazione in media frequenza dei segnali a modulazione di ampiezza. Il primo transistor dell'amplificatore di media frequenza per FM funziona in ricezione AM come convertitore autooscillante. Per passare da un funzionamento all'altro viene usato un commutatore il quale, tramite la capacità C_{20}, collega l'emettitore del transistor a massa (posizione FM), oppure al circuito oscillante (posizione AM).

Quanto agli stadi di media frequenza in comune per FM e AM possiamo giustificare gli accorgimenti circuitali apportati con le seguenti considerazioni.

Se i secondari dei filtri di banda per AM e FM vengono collegati in serie, non è possibile utilizzare una presa capacitiva sul circuito accordato per FM (v. fig. 4a), in quanto l'impedenza relativamente elevata del condensatore C_2 nei confronti del segnale di media frequenza dell'AM (dovuta

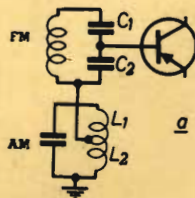



Fig. 4

Schema elettrico del ricevitore a transistor per AM/FM

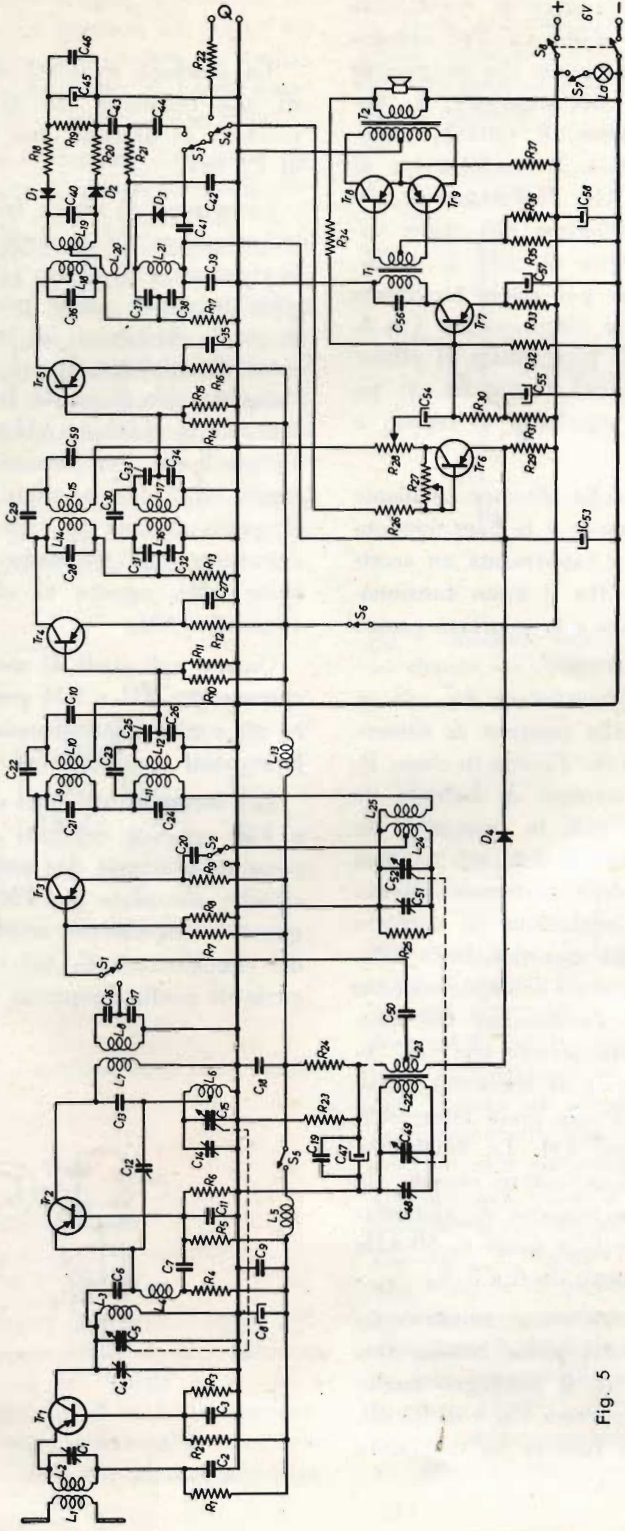



Fig. 5

al fatto che il filtro FM è induttivo a tale frequenza) causerebbe ulteriori perdite e potrebbe provocare instabilità. Per la stessa ragione una presa intermedia induttiva non è realizzabile per il filtro dell'AM; nel funzionamento in FM, L_2 costituirebbe un'impedenza in serie di valore relativamente elevato nei confronti del filtro FM.

Se i filtri vengono collegati in parallelo (v. fig. 4b), non è possibile praticare alcuna presa intermedia induttiva; nel funzionamento in 4FM il filtro relativo verrebbe smorzato dall'impedenza del filtro AM e ciò determinerebbe un ulteriore aumento delle perdite. Nel funzionamento in modulazione di ampiezza il filtro relativo verrebbe pressochè cortocircuitato.

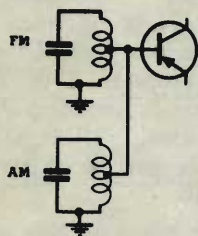



Fig. 4 b

Esaminando le varie possibilità di realizzare prese intermedie sui filtri, come illustrato nella tabella riportata qui sotto, due sole combinazioni si rivelano accettabili e precisamente le combinazioni 2s e 4p.

L'inconveniente del circuito illustrato nella fig. 6a, consiste nel fatto che, alla frequenza di 10,7 MHz, è difficile realizzare una presa induttiva con un grado di accoppiamento sufficientemente stretto.

Quando il fattore di accoppiamento è inferiore all'unità, appare un'induttanza dispersa in serie al terminale del transistor che danneggia l'adattamento per il massimo di potenza e può dare adito ad instabilità.

È preferibile quindi il circuito della fig. 6b. Esso è stato semplificato come illustrato dalla fig. 6c, nella quale i condensatori C_2 e C_4 della fig. 6b sono stati sostituiti da un unico condensatore (C_3).

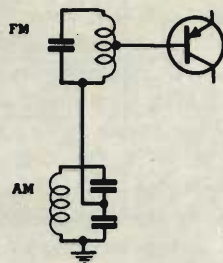



Fig. 6 a

Nel funzionamento in modulazione di ampiezza, il circuito accordato è costituito da L_2, C_2 e dalla combinazione in parallelo di

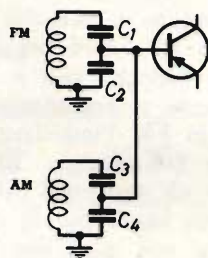



Fig. 6 b

C_3 e C_1, in quanto L_1 costituisce pressochè un cortocircuito per il segnale AM. Nel funzionamento in FM, il circuito di sintonia è costituito da L_1 e dalla combinazione in serie di C_1 e C_3. I primari dei filtri di banda per FM sono dimensionati in modo

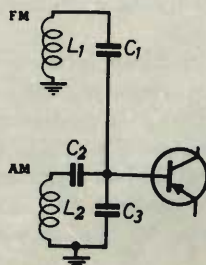



Fig. 6 c

Tabella I

Collegamento	Filtri con collegamento in serie				Filtri con collegamento in parallelo			
	1s	2s	3s	4s	1p	2p	3p	4p
Presa filtro FM	ind.	ind.	cap.	cap.	ind.	ind.	cap.	cap.
Presa filtro AM	ind.	cap.	ind.	cap.	ind.	cap.	ind.	cap.

tale che con un adattamento appropriato, il collettore del transistor può essere collegato alla parte superiore del primario senza alcun pericolo di instabilità. È possibile inoltre disporre di una presa induttiva intermedia sui primari dei filtri, purchè le variazioni del fattore di accoppiamento siano contenute entro bassi valori.

Nel collegamento in serie dei primari dei filtri di banda per FM e per AM, non si incontreranno difficoltà con i due sistemi di accoppiamento precedentemente menzionati, purchè in FM l'impedenza del filtro AM sia bassa (ad esempio, 10 volte inferiore) rispetto all'impedenza del filtro FM. Nel filtro passa banda per la modulazione di ampiezza, si può usare tanto una presa intermedia induttiva quanto una presa intermedia capacitiva.

Il fattore di accoppiamento dei due filtri FM viene regolato al valore kQ (con carico) = 1,2 mediante i condensatori di accoppiamento C_{22} e C_{29}. Con una corrente di riposo di 1 mA per ogni transistor, l'ampiezza di banda risultante è di 200 kHz e il fattore di selettività è 70 per una dissintonia di 300 kHz.

Il fattore di accoppiamento dei filtri passa banda AM viene regolato ad un valore kQ (con carico) = 1 mediante condensatori di accoppiamento C_{23} e C_{30}. Con una corrente di riposo di 1 mA per ogni transistor, l'ampiezza di banda è di 4 kHz; il fattore di selettività è 40 con una dissintonia di 9 kHz.

Rivelazione

Per la rivelazione dei segnali FM viene impiegato un rivelatore a rapporto. Nei confronti del rivelatore Foster-Seely, il rivelatore a rapporto ha il vantaggio di funzionare anche da limitatore. Il rivelatore Foster-Seely è tuttavia più sensibile specialmente per potenze d'ingresso elevate. Con bassi livelli d'ingresso, la differenza di sensibilità tra i due tipi è trascurabile. Poichè per il funzionamento dell'amplificatore di bassa frequenza è sufficiente una potenza ridotta (10^{-10} W), la differenza di sensibilità ammonta soltanto a 1 dB. La sensibilità del rivelatore a rapporto è di 1 mV/V per una deviazione di frequenza di 1 kHz, per cui, con la normale variazione di frequenza di 15 kHz, la perdita di rivelazione ammonta a 40 dB.

Il rivelatore AM è del tipo convenzionale, ed ha una perdita di rivelazione di circa 22 dB.

Controllo automatico di guadagno

Nella sezione AM del ricevitore, detto controllo viene realizzato mediante un diodo di smorzamento (D_4). Questo diodo è in parallelo al circuito di antenna AM ed è collegato ad un valore di tensione fissato dal partitore di tensione R_{23}-R_{24}. Il controllo è ottenuto grazie alla tensione in c.c. ricavata dal rivelatore. L'energia disponibile per il controllo viene amplificata dal primo stadio di amplificazione di bassa frequenza, che in questo caso è usato anche come amplificatore in c.c. In presenza di segnali deboli provenienti dallo stadio rivelatore, la tensione di polarizzazione e la tensione di controllo non rendono il diodo condut-

tore ed il circuito d'aereo è privo di smorzamento. Non appena si presenta al rivelatore un segnale di una certa intensità il diodo conduce provocando così lo smorzamento del circuito d'aereo. La resistenza dinamica del diodo varia al mutare della tensione diretta applicata e lo smorzamento del circuito d'aereo varierà quindi in modo analogo; a tensioni più elevate la resistenza dinamica diventa più bassa e provoca così un aumento dello smorzamento.

L'amplificatore di bassa frequenza

Lo stadio finale, costituito da due transistor OC 74 funzionanti in classe B, può fornire all'altoparlante, come si è detto, una potenza di circa 500 mW. Il circuito è stato progettato in modo da non richiedere la regolazione delle correnti di collettore per ogni singolo amplificatore. La corrente di riposo dei collettori ammonta a 2 × 2,5 mA.

Come pilota viene usato un OC 75 con una corrente di 3 mA e, come preamplificatore, pure un OC 75 che assume anche il ruolo di amplificatore di c.c. per il controllo automatico di guadagno per la modulazione di ampiezza.

Il guadagno totale dell'intera sezione b.f. con impedenza d'ingresso di circa 50 kΩ ammonta a 74 dB.

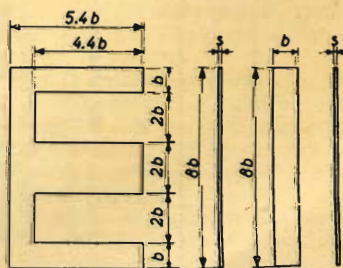
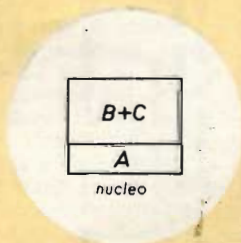
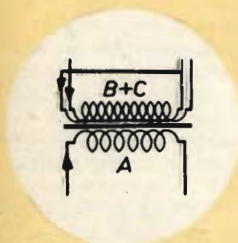
La risposta in frequenza è costante entro 3 dB da 90 Hz a 14 kHz. La distorsione è del 5 % con la massima potenza d'uscita.

Dati del trasformatore pilota T.

Avvolgimenti	Numero spire	Ø del filo (mm)	Larghezza avvolgimento (mm)	Spire per strato	N. degli strati	Resistenza alla c.c. (Ω)
A	1700	0,12	19,5	121	14	173
B	740	0,20	19,5	74	10	35
C	740	0,20	19,5	74	10	35

Gli avvolgimenti B e C sono avvolti con conduttore bifilare.

Dimensioni del nucleo 40 × 32 × 16 mm.

Lamierino tipo: SiFe 2,6 (composizione: 0,8 : 2,3% Si; resto ferro).

b = 5 mm; s = 0,5 mm.

DATI COSTRUTTIVI DEGLI AVVOLGIMENTI

Trasformatori A.F. e F.I.

L_1 - 4 spire Ø 0,3 smaltato, avvolte tra le spire di L_2.

L_2 - 4 spire Ø 1,0 smaltato, avvolte con passo di 2 mm. Induttanza 0,18 μH.

L_3 - 3 spire Ø 1,0 mm smaltato, avvolte con passo di 1,75 mm. Induttanza 0,085 μH; $Q_o = 200$.

L_4 - 10 spire Ø 0,5 smaltato: spire affiancate, senza supporto; diametro della bobina 7 mm; induttanza 0,65 μH.

$L_5 = L_{13}$ - Impedenza di filtro; induttanza 0,1 mH.

L_6 - 2,25 spire rame nudo argentato (30 μ) Ø 1,0 mm, avvolte con passo di 2,5 mm; $Q_o > 200$; induttanza 0,062 μH; presa a 1 e 1/8 spire.

$L_7 = L_8$ - 30 spire filo Litz da 36 × 0,03 affiancate avvolte su supporto per filtro m. f.; induttanza 2,8 μH; $Q_o = 100$ (misurato con schermo inserito).

L_9, L_{10}, L_{14}, L_{15} - 13 spire filo Litz da 36 × 0,03 affiancate, avvolte su supporto per filtro m. f.; induttanza 1,3 μH; $Q_o = 100$ (misurato con schermo inserito).

L_{18}, L_{19}, L_{20} - Discriminatore a rapporto; presa sul primario alla 26ª spira.

L_{11}, L_{12}, L_{16}, L_{17} - Filtro per m. f.

L_{21} - Filtro per m. f. (usare un solo circuito sintonizzato).

Bobina d'aereo e oscillatrice

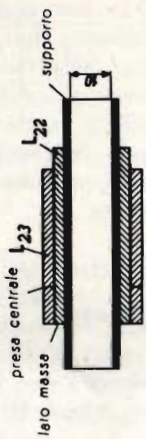
Bobina dell'oscillatore (per la gamma onde medie)

L_{25} L_{24}

Bobina di Aereo (per la gamma onde medie)

Nucleo in ferrite per antenne 200 × 9,5 mm/4B

L_{22} - 47 spire di filo Litz 36 × 0,03 affiancate, avvolte su supporto come illustrato nella figura.

L_{23} - 30 spire di filo Litz 35 × 0,03 affiancate, avvolte direttamente su L_{22} (come indicato nella figura); presa alla 5ª spira.

Elenco
DEI COMPONENTI

R_1 = 560 Ω
R_2 = 1,5 kΩ
R_3 = 6,8 kΩ
R_4 = 560 Ω
R_5 = 1,5 kΩ
R_6 = 6,8 kΩ
R_7 = 2,7 kΩ
R_8 = 10 kΩ
R_9 = 1 kΩ
R_{10} = 2,7 kΩ
R_{11} = 10 kΩ
R_{12} = 1 kΩ
R_{13} = 1,2 kΩ
R_{14} = 2,7 kΩ
R_{15} = 10 kΩ
R_{16} = 1 kΩ
R_{17} = 1,2 kΩ
R_{18} = 820 Ω
R_{19} = 22 kΩ
R_{20} = 600 Ω
R_{21} = 22 kΩ
R_{22} = 220 kΩ
R_{23} = 6,8 kΩ
R_{24} = 1 kΩ
R_{25} = 33 kΩ
R_{26} = 47 kΩ
R_{27} = 1 MΩ

R_{28} = 1 kΩ
R_{29} = 1 kΩ
R_{30} = 3,3 kΩ
R_{31} = 1,5 kΩ
R_{32} = 22 kΩ
R_{33} = 330 Ω
R_{34} = 68 kΩ
R_{35} = 2,7 kΩ
R_{36} = 68 Ω
R_{37} = 2.2 Ω
C_1 = 33 pF
C_2 = 820 pF
C_3 = 820 pF
C_4 = 1,25÷13,25pF
C_5 = 3,5÷13,5 pF
C_6 = 3,3 pF
C_7 = 330 pF
C_8 = 250 µF
C_9 = 2,2 kpF
C_{10} = 195 pF
C_{11} = 1 kpF
C_{12} = 1,25÷7,25 pF
C_{13} = 68 pF
C_{14} = 1,5÷23,5 pF
C_{15} = 3,5÷13,5 pF
C_{16} = 100 pF
C_{17} = 820 pF

C_{18} = 47 kpF
C_{19} = 47 kpF
C_{20} = 6,8 kpF
C_{21} = 160 pF
C_{22} = 3,3 pF
C_{23} = 0,8 pF
C_{24} = 110 pF
C_{25} = 195 pF
C_{26} = 1 kpF
C_{27} = 47 kpF
C_{28} = 160 pF
C_{29} = 3,3 pF
C_{30} = 1,8 pF
C_{31} = 110 pF
C_{32} = 1,5 kpF
C_{33} = 195 pF
C_{34} = 1 kpF
C_{35} = 47 kpF
C_{36} = 47 pF
C_{37} = 110 pF
C_{38} = 1,5 kpF
C_{39} = 47 kpF
C_{40} = 47 pF
C_{41} = 1,5 kpF
C_{42} = 390 pF
C_{43} = 470 pF
C_{44} = 10 kpF

C_{45} = 5 µF/6V
C_{46} = 10 kpF
C_{47} = 25 µF/6V
C_{48} = 5÷60 pF
C_{49} = 9,5÷489 pF
C_{50} = 2,2 kpF
C_{51} = 5÷60 pF
C_{52} = 9÷160 pF
C_{53} = 100 µF/12,5V
C_{54} = 16 µF/12,5V
C_{55} = 100 µF/6V
C_{56} = 3,3 kpF
C_{57} = 100 µF/6V
C_{58} = 250 µF/12,5V
C_{59} = 195 pF
TR_1, TR_2 = OC 171
TR_3, TR_4, TR_5 = OC 170
TR_6 = OC 75
TR_7 = OC 75
TR_8 + TR_9 = 2-OC74
D_1, D_2, D_3 = OA 79
D_4 = OA 90

La descrizione del succitato apparecchio è stata pubblicata per gentile concessione della Ditta « **Philips** »

Usati come analgesico la musica o il rumore

I chirurghi inglesi useranno in futuro la musica come analgesico durante le operazioni. In America, e specialmente a Boston, sono stati compiuti più di cinquemila esperimenti che nel novanta per cento dei casi, hanno dato risultati positivi. Il nuovo sistema è stato chiamato « audio analgesia ».

Il principio è semplice: si tratta di sopraffare il dolore con la musica o il rumore, in modo da distrarre l'attenzione del paziente. A tale scopo gli viene applicata una cuffia, che emette suoni d'intensità variabile; egli ha sottomano una manopola con cui può regolarli a piacimento. È istintivo, con l'avvento del dolore, incrementare il volume del suono, finchè esso diventa un rumore lancinante. La musica è incisa su dischi stereofonici ed è scelta in modo da non essere troppo assordante, anche quando il volume è alto.

In America il nuovo sistema è stato usato in operazioni, durante il parto, nella rimozione di cisti e di unghie incarnate e soprattutto in operazioni dentarie; un dentista ha dichiarato di avere compiuto duecento estrazioni, senza che il paziente sentisse un'eccessiva sofferenza. Nel caso di un'operazione ai denti, la musica è particolarmente utile in quanto serve a coprire il rumore del trapano, che ha sul paziente una notevole influenza psicologica.

(dal « Corriere della Sera »)

ORIENTOMETRO

del Dott. Ing. Paolo Sarno

Facendo seguito all'articolo apparso sul n. 10 dello scorso dicembre avente per oggetto « l'Orientometro », si illustra un nuovo circuito che oltre alle prestazioni già dette, garantisce una maggiore stabilità agli effetti della deriva termica dei transistor e permette di adoperare l'apparecchio anche come microamperometro.

Il circuito amplificatore di cui alla fig. 1 comprende anch'esso 4 transistor, che però, anzichè essere collegati tutti in cascata, come nel precedente schema, sono stati impiegati per costituire due push-pull di cui il primo composto da 2 OC45 ed il secondo da 2 OC72 (oppure OC76). L'accoppiamento fra primo e secondo push-pull è sempre diretto.

Altra particolarità è costituita dal sistema di rivelazione, che come si può notare, non è più a « falla », ma in serie.

Se si vuole ottenere un'amplificazione complessiva di corrente intorno ai 40 dB, i transistor da impiegare debbono avere un guadagno in corrente non inferiore a 100, e ciascuna coppia non deve avere uno scarto di guadagno superiore al 10 %.

Con tali caratteristiche l'apparecchio costituisce praticamente uno strumento ad elevata resistenza d'ingresso (oltre 1 MΩ) ed ad elevata sensibilità, in quanto, impiegando uno strumento da 1 mA f.s., 100 ohm, applicando un segnale di 0,1 μA all'ingresso, l'indice dello strumento può deviare oltre fondo scala.

Il nuovo schema prevede, oltre al potenziometro per l'azzeramento P_1 (0,5 MΩ), anche il potenziometro di taratura P_0 (300 Ω).

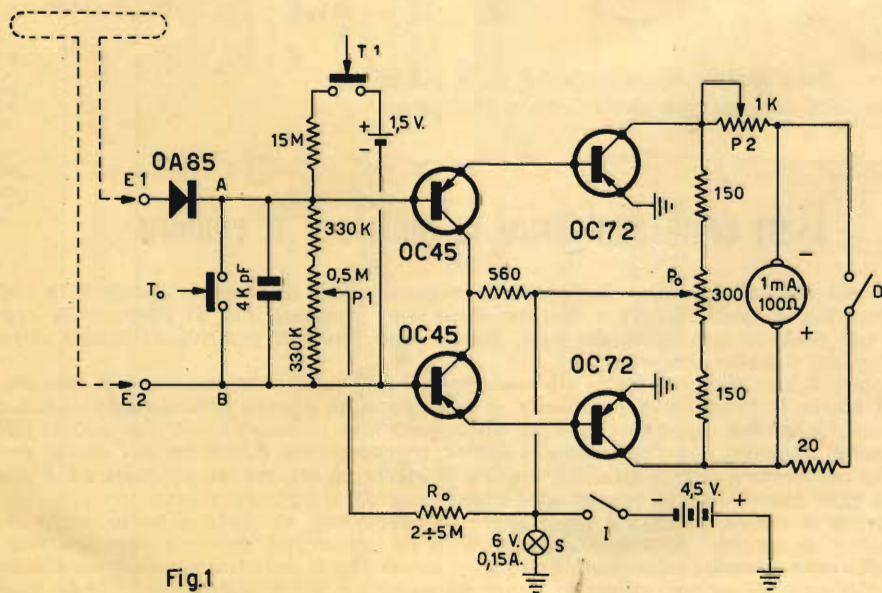



Fig.1

Questa va effettuata nel seguente modo:

Stabilito un corto circuito fra i punti A-B, a mezzo del tasto T_0, si manovra il potenziometro P_0 fino ad azzerare lo strumento. Tolto il corto azzerare nuovamente col potenziometro P_1.

Ristabilendo il corto, l'indice deve rimanere sullo zero. Può essere tollerato un piccolo spostamento di esso, altrimenti si ritoccherà il potenziometro P_0 (col tasto T_0 abbassato).

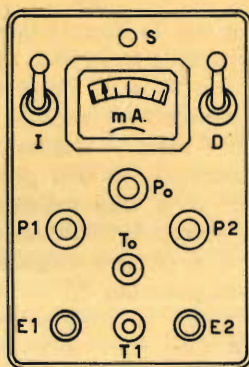
Con tale taratura si rende la posizione di riposo dell'indice, indipendente dalla resistenza di entrata.

Lo schema prevede, come quello precedente, un potenziometro P_2 (1 KΩ) per l'attenuazione ed uno shunt che può essere applicato mediante il commutatore D, allo strumento, per variarne la portata.

È da notare che la resistenza R_0 per la polarizzazione delle basi dei due OC45 è compresa fra 2 e 5 Megaohm circa e va trovata sperimentalmente. Essa deve avere un valore tale da creare una caduta di tensione di circa 3 Volt tra il negativo di alimentazione ed il collettore di uno qualsiasi degli OC72 (OC76) finali, dopo aver cortocircuitati i punti A-B (tasto T_0 abbassato) ed azzerato lo strumento col potenziometro P_0.

Fig. 2

Uso dell'apparecchio come Orientometro

Per l'esatto orientamento delle antenne TV., il sistema è analogo a quello illustrato nel già citato n. 10 di **Selezione di Tecnica Radio-TV,** con la sola variante che l'operazione di azzeramento viene eseguita prima di collegare il dipolo ai serrafili d'ingresso E_1-E_2.

Inoltre detta operazione viene effettuata con maggiore precisione in quanto prima si manovra il potenziometro P_1 senza cortocircuitare l'ingresso e poi si ritocca la posizione dell'indice sullo zero col potenziometro P_0 premendo contemporaneamente il tasto T_0; si ripete quindi l'azzeramento con P_1, se necessario.

(Si deve dunque avere ben presente che P_1 va manovrato senza premere T_0, mentre P_0 va manovrato, sempre, contemporaneamente a T_0 premuto).

Ciò fatto si inserisce ai serrafili d'ingresso uno spezzone di piattina collegata al dipolo dell'antenna e ruotando quest'ultima intorno al palo di sostegno si ricerca la direzione per cui si ottiene la massima deviazione dell'indice dello strumento.

Ove l'indice vada oltre fondo scala, si manovra l'attenuatore P_2 e se non basta si aumenta la portata inserendo lo shunt.

DAL GIAPPONE

La N. H. K., organismo nazionale di televisione giapponese, ha adottato un sistema originale per migliorare la ricezione televisiva in determinate località molto disturbate.

Questo sistema consiste nell'applicare il tele segnale alla rete che fornisce l'energia elettrica.

Il segnale è così irradiato in una maniera molto uniforme in tutti i quartieri della città.

I telespettatori non hanno altro che installare il dipolo vicino alla loro linea di raccordo della rete luce. Sembra che questo sistema si sia rilevato privo di inconvenienti quali: le riflessioni e le immagini fantasma che perturbano così frequentemente la ricezione nelle zone urbane.

Uso dell'apparecchio come microamperometro

Dopo avere effettuato la doppia operazione di azzeramento dello strumento (prima con P_1 e poi con P_0 e T_0 premutò) viene iniettato all'ingresso un segnale di 0,1 μA, abbassando il tasto T_1 che chiude su A-B il circuito costituito da una piletta da 1,5 Volt con in serie una resistenza calibrata da 15 Megaohm. Si manovra poi l'attenuatore P_2 fino a portare l'indice a fondo scala, tenendo premuto T_1.

Con ciò si è regolata la portata dello strumento a 0,1 μA f.s.

Indi, si applica il segnale da misurare all'ingresso.

Se il segnale è superiore a 0,1 μA, si varia la portata regolando prima col segnale campione la deviazione dell'indice ad 1/5 oppure 1/10 del valore di f.s. a mezzo del commutatore D e con la regolazione fine dell'attenuatore, in modo da avere rispettivamente 0,5 oppure 1 μA fondo scala.

Uso dell'apparecchio come Frequenzimetro

Per la ricerca della frequenza di risonanza di un qualsiasi circuito oscillante, disponendo di un oscillatore con scale di lettura diretta delle gamme di frequenze desiderate, basterà accoppiare induttivamente con qualche spira il generatore alla bobina del circuito oscillante in esame e questa all'ingresso dell'apparecchio, dopo avere eseguite le operazioni di azzeramento già dette.

Indi variando la frequenza del generatore, ricercare quella per cui si abbia la massima deviazione dell'indice. Leggere quindi direttamente sulla scala dell'oscillatore la frequenza corrispondente.

La fig. 2 illustra la posizione dei comandi sul pannello dell'apparecchio.

BORSE DI STUDIO PER L'ELETTRONICA E LA RADIOTECNICA

distribuite presso l'Istituto Radiotecnico A. Beltrami di Milano

Il giorno 29 *giugno* 1960, *alla presenza di rappresentanti degli Enti e delle Ditte offerenti, di professori, di famiglie e di allievi, ha avuto luogo presso l'Istituto Radiotecnico A. Beltrami in Via Circo* 4, *la distribuzione di* 93 *borse di studio per l'importo complessivo di* L. 3.950.000, *elargite da Enti, Industrie e privati a titolo di incoraggiamento agli studi elettronici e radiotecnici.*

Delle 93 *borse di studio*: *dieci sono state offerte dall'Anisei* (*per complessive* L. 750.000); *una dalla Banca Popolare di Milano* (p.c. L. 25.000); *nove dalla Cassa di Risparmio delle Provincie Lombarde* (p.c. L. 300.000); *una dalla Camera di Commercio di Milano* (p.c. L. 60.000); *sei dalla IBM Italiana* (p.c. L. 200.000); *una dalla Lesa* (p.c. L. 30.000); *due dalla Philips* (p.c. L. 150.000); *due dalla Telettra* (p.c. L. 50.000); *trentatrè dall'Ing. Beltrami* (p.c. L. 1.525.000).

I TRANSISTOR NEI CIRCUITI

(Continua del n. 3)

Accoppiamento interstadiale a trasformatore

Analizziamo ora uno stadio amplificatore di bassa frequenza equipaggiato con transistor.

Lo schema dello stadio è rappresentato in fig. 16.

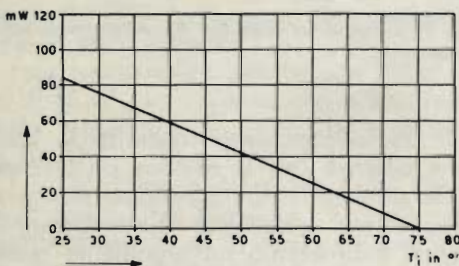
La funzione delle resistenze R_1, R_2 ed R_e è già stata spiegata in precedenza. All'ingresso dello stadio è collegato un generatore A che fornisce una tensione alternata V_i. Il condensatore C_1, usato come separatore, impedisce che le condizioni di polarizzazione del transistor vengano influenzate dalla presenza del generatore.

La tensione alternata del generatore farà circolare nel circuito d'ingresso la corrente alternata (A-C_1-base-emettitore-C_2-A) che provocherà una corrente alternata i_c nel circuito di uscita (R_l-batteria-C_2-emettitore-collettore-R_l).

La relazione esistente tra i_b ed i_c è la seguente:

$$\alpha' = \frac{i_c}{i_b}$$

Il simbolo i_c rappresenta la corrente alternata che appare sul collettore, mentre la corrente continua di collettore è legata alla corrente continua di base dall'altra relazione

$$I_c = I_{co}' + \alpha' I_b$$

La fig. 15 Rappresenta graficamente la relazione tra la dissipazione massima ammissibile al collettore e la temperatura ambiente per il transistor OC 44.

La corrente alternata i_c farà apparire ai capi della resistenza di carico R_l una tensione alternata $V_o = i_c \cdot R_l$.

Esaminando più da vicino questo circuito, noteremo un'importante differenza esistente tra questo ed uno analogo a tubi elettronici.

Nel circuito d'ingresso di uno stadio equipaggiato a transistor circola una corrente i_b, mentre in quello analogo a tubo elettronico la corrente d'ingresso è generalmente nulla. Se ne deduce che l'amplificatore a transistor può considerarsi un amplificatore di potenza, quello con tubi elettronici un amplificatore di tensione.

Il guadagno dello stadio amplificatore di fig. 16 è dato dal rapporto tra la potenza del segnale disponibile sulla resistenza R_l e la potenza fornita all'ingresso dello stadio dal generatore A. Esso viene calcolato nel modo seguente:

$$G = \frac{V_o \cdot i_c}{V_i \cdot i_b} = \frac{(i_c)^2 \cdot R_l}{(i_b)^2 \cdot R_i} = (\alpha')^2 \frac{R_l}{R_i}$$

dove R_i rappresenta la resistenza d'ingresso dello stadio, ossia la resistenza di carico del generatore A e il cui valore è dato dal parallelo della resistenza R_1, della resistenza R_2 e della resistenza dinamica d'ingresso del transistor (pendenza della tangente alla caratteristica d'ingresso del transistor nel punto di polarizzazione). Quando si collegano due stadi in cascata, la resistenza di carico del primo viene a trovarsi in parallelo alla resistenza d'ingresso del secondo. Dato che R_l è più grande di R_i, per avere il massimo trasferimento di potenza tra uno stadio e il successivo si dovrà interporre un trasformatore.

Si ottiene così il circuito illustrato nella fig. 17. In fig. 18 è indicato il trasformatore per l'adattamento delle due resistenze. La resistenza R_l, che costituisce il carico del primo transistor, è rappresentata in parallelo al primario del trasformatore, mentre la resistenza R_i è collegata sul secondario. Esaminiamo più da vicino come si attua l'adattamento.

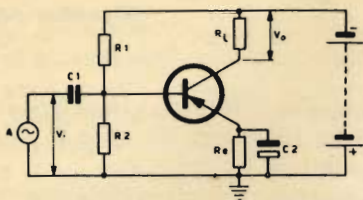



Fig. 16 - Stadio amplificatore pilotato da un generatore di tensione alternata.

Supponiamo che la tensione ai capi di R_l sia di V_o volt e la tensione applicata all'ingresso del transistor TS II sia di V_i volt. Possiamo stabilire la seguente relazione:

$$V_o : V_i = n : 1$$

da cui:

$$V_i = 1/n \cdot V_o \qquad (1)$$

in cui **n** è il rapporto tra le spire primarie e quelle secondarie.

D'altra parte è anche vero che:

$$I_o : I_i = 1 : n \qquad (2)$$

da cui:

$$I_i = n \cdot I_o$$

in cui I_i ed I_o sono le correnti che circolano rispettivamente nel circuito d'ingresso di TS II ed in quello di uscita di TS I.

Dividendo la (1) per la (2) si ottiene:

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1/n \cdot V_o}{n \cdot I_o} = 1/n^2 : \frac{V_o}{I_o}$$

quindi:

$$R_i = 1/n^2 \cdot R_l$$
$$R_l = n^2 \cdot R_i$$

Per avere il massimo trasferimento di energia la resistenza di uscita in corrente alternata $R_o = (\Delta V_o / \Delta I_o)$ deve essere uguale ad R_l e quindi possiamo scrivere:

$$R_o = R_l = n^2 \cdot R_i$$

che ci consente di calcolare il rapporto spire del trasformatore.

Esaminando l'amplificatore di fig. 17 possiamo distinguervi due differenti circuiti:

a) il circuito per la corrente continua necessario al funzionamento del transistor. Esso stabilisce il punto di lavoro sulla retta di carico ed assicura la stabilità termica dello stadio;

b) il circuito per la corrente alternata. Il circuito d'ingresso dello stadio amplificatore TS II è costituito dall'avvolgimento secondario del trasformatore T1, dal condensatore C_3 e dalla giunzione base-emettitore del transistor TS II, mentre il circuito d'uscita è formato dall'avvolgimento primario del trasformatore T2, dal condensatore elettrolitico C_4 (che serve a disaccoppiare la resistenza di emettitore R_6), dal condensatore C_5 (che serve a disaccoppiare la batteria dalle correnti alternate) ed infine dalla giunzione emettitore-collettore del transistor.

Fig. 17 - Amplificatore a due stadi accoppiati a trasformatore.

Fig. 18 - Particolare della fig. 17. Adattamento delle impendenze.

Il trasformare deve trasferire la massima potenza con la minima distorsione. Generalmente queste condizioni non possono essere soddisfatte contemporaneamente. Ritorneremo sull'argomento quando tratteremo gli stadi di potenza, poichè è proprio in questi che si verifica la maggiore percentuale di distorsione.

Accoppiamento interstadiale a resistenza e capacità

Il trasformatore, come elemento di accoppiamento, presenta inconvenienti, sia d'ordine meccanico che elettrico; al peso ed all'ingombro eccessivi (e quindi al costo relativamente elevato) esso aggiunge infatti l'inconveniente di non offrire la stessa risposta a tutte le frequenze da amplificare. Per queste ragioni si preferisce generalmente l'accoppiamento a resistenza e capacità, anche se con questo non si può avere un perfetto adattamento delle impendenze e, di conseguenza, il massimo trasferimento di potenza da uno stadio al successivo.

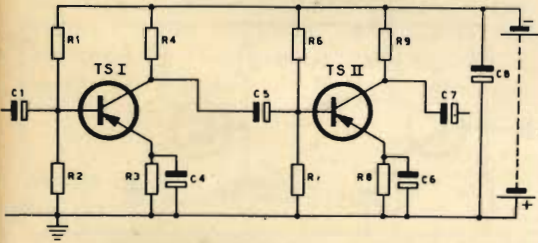



Fig. 19 - Amplificatore a due stadi accoppiati con condensatore.

Lo schema di un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità è indicato in fig. 19. La tensione alternata di bassa frequenza esistente ai capi di R_4 nel circuito di uscita del transistor TS I° viene applicata al circuito d'ingresso del transistor TS II° per mezzo del condensatore di accoppiamento C_5.

Essa farà circolare nel circuito d'ingresso di TS II° una corrente che a sua volta verrà amplificata α' volte dal transistor TS II°.

I condensatori e le resistenze del circuito d'ingresso del transistor TS II° devono essere dimensionati in modo da soddisfare alle esigenze della banda di frequenze da amplificare evitando la distorsione del segnale nel circuito d'ingresso. Se infatti

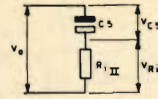



Fig. 20 - Particolare della fig. 19. Ripartizione della tensione all'uscita dal primo stadio.

la corrente del segnale di ingresso viene distorta, la corrente di uscita presenterà perlomeno la stessa percentuale di distorsione dato che il coefficiente di amplificazione α' può ritenersi praticamente costante ($i_c = \alpha' i_b$).

Uno degli elementi di cui si deve tenere conto nel fissare i valori delle resistenze e dei condensatori è la frequenza limite inferiore del segnale da amplificare. Il circuito semplificato della fig. 20 ci servirà per esaminare la relazione esistente tra questa frequenza, la resistenza d'ingresso del transistors TS II ed il condensatore di accoppiamento C_5.

In fig. 20 V_o rappresenta la tensione ai capi di R_4 (fig. 19), V_{c5} e V_{rj} la tensione ai capi di C_5 e della resistenza d'ingresso R_{iII} dei transistor TS II. Per frequenza limite intendiamo la frequenza alla quale la tensione ai capi del condensatore C_5 risulta uguale alla tensione ai capi della resistenza d'ingresso. Questa condizione si verifica quando la reattanza del condensatore è uguale alla resistenza d'ingresso ($1/\omega C_5 = R_{iII}$). Si deve comunque tener presente che la scelta della frequenza limite inferiore dipende dalla curva di risposta desiderata. Supponiamo che la resistenza d'ingresso sia di 1000 Ω e che la frequenza limite sia stata fissata a 50 Hz.

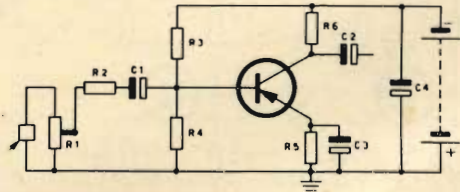



Fig. 21 - Amplificatore di bassa frequenza collegato ad un fonorivelatore a cristallo.

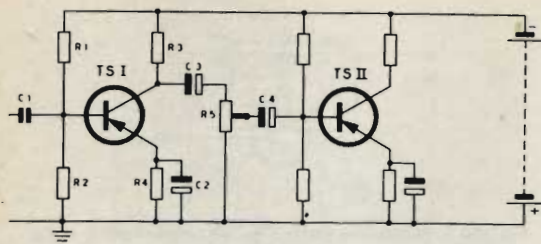



Fig. 22 - Controllo di volume con potenziometro inserito sul circuito di collettore del primo transistor.

Il valore della capacità C_5 può essere allora calcolato come segue:

$$1/\omega C_5 = R_{in}$$

sostituendo:

$$\frac{2\pi 50 : C_5}{1} = 1000$$

da cui:

$$C_5 = \frac{1}{2\pi 50 \cdot 1000} = 3{,}2\ \mu F$$

Quanto precede dimostra quanto sia bassa la resistenza d'ingresso di un transistor. Ciò costituisce un problema nel caso che si debba collegare al transistor un microfono od un fonorivelatore a cristallo, dato che questi elementi si comportano come una sorgente di tensione ad elevata resistenza interna. Essi forniscono segnali relativamente deboli non suscettibili di ulteriori riduzione senza correre il rischio di ridurli al livello dei normali disturbi (fruscio, ronzio). Per avere quindi un buon adattamento è necessario che la resistenza di carico sia sufficientemente elevata.

Una soluzione a questo problema è offerta dal circuito della fig. 21. Il fonorivelatore a cristallo ha come carico un potenziometro di resistenza elevata che serve contemporaneamente anche per la regolazione del volume. Per evitare che la bassa resistenza d'ingresso del transistor si trovi in parallelo al potenziometro R_1 quando il cursore si trova nella posizione superiore (riducendo quindi l'azione dell'alta resistenza del potenziometro), si dispone tra il potenziometro e il condensatore di accoppiamento C_1, una resistenza in serie R_2. Il condensatore C_1 serve ad evitare che il punto di funzionamento del transistor venga influenzato dalla posizione del cursore del potenziometro.

Fig. 23 - Controllo di volume col potenziometro isolato rispetto alla componente continua della corrente.

Regolazione del volume.

Il punto in cui va inserito il controllo del volume di un amplificatore di bassa frequenza a transistor, dipende essenzialmente da due fattori e cioè: dal rumore di fondo e dal guadagno.

Fig. 24 - Controllo di volume col potenziometro inserito nel partitore di polarizzazione nel secondo transistor.

Se il potenziometro è inserito nel circuito d'ingresso (come nel caso che stiamo esaminando) il suo fruscio risulta amplificato insieme al segnale utile e il rapporto segnale disturbo viene quindi ad essere peggiorato.

Se d'altro canto il potenziometro non viene inserito all'ingresso del primo stadio può accedere che quando il segnale è troppo forte gli stadi che lo precedono vadano in saturazione. La posizione del potenziometro dovrà quindi essere scelta tenendo conto del valore del rapporto segnale/disturbo e della possibilità di una eventuale saturazione degli stadi precedenti.

Se il controllo di volume viene inserito tra due stadi amplificatori sono possibili varie soluzioni. Le tre disposizioni più comunemente impiegate sono illustrate nelle figg. 22, 23 e 24.

L'inconveniente del circuito della fig. 22 è costituito dal fatto che nel potenziometro circola una corrente continua che può essere causa di ronzio e di scariche. Il circuito della fig. 23 elimina l'inconveniente sopraddetto in quanto la componente continua della corrente viene bloccata dal condensatore di accoppiamento C_3. Quando il potenziometro si trova in fondo corsa, la resistenza interna del generatore che pilota il secondo stadio diventa troppo piccola rispetto alla resistenza d'ingresso di TS II e ciò può causare la distorsione nel segnale.

Una terza possibilità è indicata nella fig. 24. In questo caso il potenziometro è incorporato nel circuito di polarizzazione del transistor. Anche in questo caso il potenziometro è percorso da corrente continua, ma quest'ultima però è molto più debole di quella circolante nella resistenza R_3. La corrente continua circolante nel potenziometro nella fig· 22 è quella del collettore di TS I, mentre nella fig. 24, è quella del partitore per la polarizzazione.

Stadio finale a transistor

Il compito dello stadio finale è quello di fornire un forte segnale all'altoparlante con o senza l'interposizione di un trasformatore. In genere la maggior percentuale di distorsione di un amplificatore si verifica nello stadio finale, pilotato in prevalenza, con un segnale di notevole ampiezza. In ogni stadio finale quindi, sia questo fatto con tubi o con transistor, si dovrà stabilire un compromesso tra potenza ottenibile e massima distorsione ammissibile.

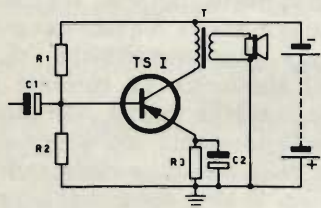



Fig. 25 - Stadio amplificatore finale in classe A.

I circuiti più utilizzati sono:

1) Stadio di uscita ad un transistor funzionante in classeA.

2) Stadio di uscita a due transistor funzionanti in classe B.

La fig. 25 illustra un esempio di amplificatore in classe A. Si noterà come esso non differisca dal tipo convenzionale per bassa frequenza; ciò è naturale se si pensa che il transistor non è, come s'è già detto, un amplificatore di tensione, ma di potenza. La differenza essenziale tra un normale amplificatore di bassa frequenza ed un amplificatore di potenza a transistor consiste nel fatto che il secondo, rispetto al primo, è pilotato con segnali molto più ampi. Il circuito più comunemente utilizzato è comunque quello in controfase in classe B e ciò in quanto:

a) la massima dissipazione al collettore è in generale più bassa rispetto a quella consentita ad un tubo a vuoto;

b) il transistor è soprattutto impiegato in quelle applicazioni dove è essenziale ridurre al minimo il consumo (come negli apparecchi portatili a batteria).

Stadio di uscita in controfase

In fig. 26 è indicato lo schema elettrico di uno stadio in controfase. La polarizzazione è ottenuta con le resistenze R_1 e R_2. La resistenza R_1 è variabile e permette di regolare la tensione desiderata V_{bb} ai capi di R_2:

$$V_{bb} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{cc}'$$

Il punto di funzionamento dei due transistor è quindi determinato dal valore delle resistenze R_1 e R_2 e sarà uguale per entrambi se le curve caratteristiche d'ingresso (I_b/V_{be}) dei due transistor saranno identiche. Se, come in pratica si verifica, tale condizione non è soddisfatta, il punto di funzionamento di un transistor

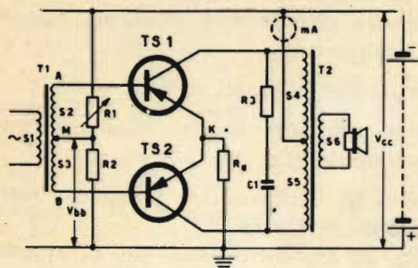



Fig. 26 - Amplificatore finale con due transistor in controfase.

non corrisponderà col punto di funzionamento dell'altro, come risulta evidente dalle figg. 27 e 28 nelle quali però non si è tenuto conto della corrente residua circolante nei transistor quando questi sono bloccati. La corrente di riposo I_b nel circuito del transistor TS 1 risulta in questo caso considerevolmente più elevata di quella circolante nel transistor TS 2.

Per evitare questo inconveniente i transistor destinati ad essere montati negli stadi in controfase vengono forniti in coppie opportunamente selezionate in modo da garantire una caratteristica d'ingresso ed un guadagno di corrente pressochè uguale per i due transistor. Per il riparatore ciò significa che, dovendo sostituire un transistor di uno stadio finale in controfase, dovrà sceglierne uno con caratteristiche uguali oppure, sostituirli tutte e due.

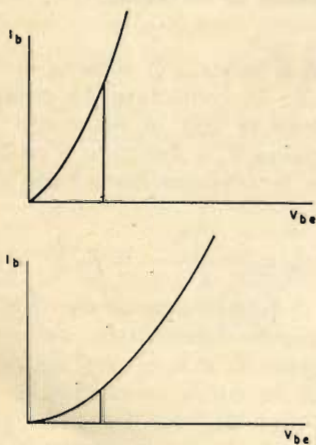



Fig. 27-28 - Caratteristiche d'ingresso dei due transistor della figura 26.

Esaminiamo ora il comportamento del circuito di figura 26. In esso i due transistor lavorano in classe B, sono polarizzati, cioè, in modo che nel circuito d'ingresso la corrente (I_b) risulti nulla.

La caratteristica d'ingresso di uno stadio in controfase a transistor è rappresentata in fig. 29. Quando nel secondario (S_2 — S_3) del trasformatore T1 (fig. 26) viene indotta una tensione sinusoidale,

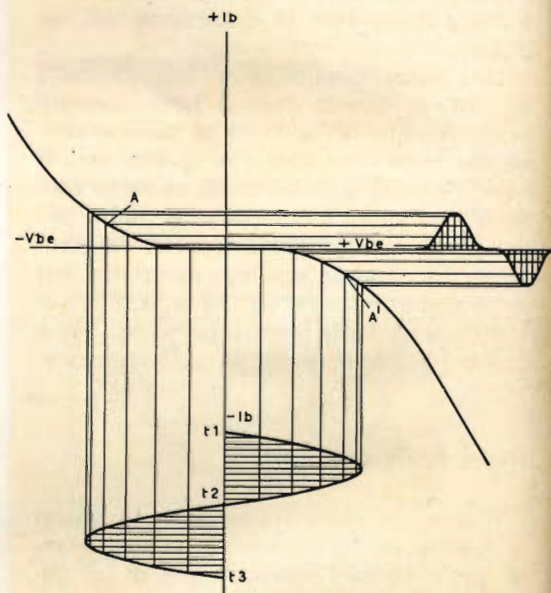



Fig. 29 - Forma d'onda della corrente d'entrata quando i due transistor sono polarizzati in classe B.

nel circuito d'ingresso circola una corrente alternata con forma d'onda come indicato in fig. 29. L'andamento della corrente d'ingresso durante un ciclo della tensione può essere rilevato per punti analogamente alle caratteristiche di griglia dei tubi elettronici. La corrente di base come risulta dalla fig. 29, non segue esattamente l'andamento della tensione e cio, a causa della curvatura della caratteristica d'ingresso. Si avrà conseguentemente una distorsione intollerabile del segnale all'uscita, dato che la corrente d'uscita, come s'è detto, è proporzionale alla corrente di base. Un sensibile miglioramento

può essere ottenuto scegliendo un diverso punto di funzionamento sulla caratteristica d'ingresso. Ciò si ottiene modificando il valore della resistenza R_1 (fig. 26) e conseguentemente anche quello del rapporto tra R_1 e R_2, da cui dipende la tensione V_{bb}.

Scegliendo per esempio i punti di lavoro A e A' sulla caratteristica d'ingresso della fig. 29, si ottiene la forma d'onda illustrata nella fig. 30. Questo spostamento del punto di lavoro è tuttavia consentito poichè la corrente di collettore diventa eccessivamente elevata provocando un

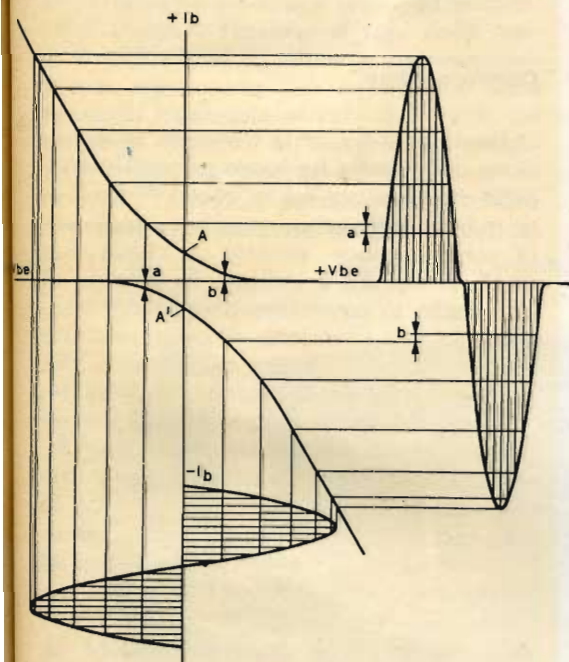



Fig. 30 - Forma d'onda della corrente d'entrata quando i due transistor sono polarizzati in classe AB.

sovraccarico che può danneggiare il transistor.

In pratica, quando si devono sostituire due transistor di uno stadio in controfase, la polarizzazione deve essere generalmente ritoccata.

Il nuovo punto di lavoro viene fissato inserendo un milliamperometro sul ritorno comune dei collettori (cerchio punteggiato della fig. 26) e regolando R_1 in modo che lo strumento indichi il valore di corrente fissato dal costruttore. Questo valore deve essere scelto in modo da stabilire un compromesso tra la distorsione, che aumenta quando la corrente di polarizzazione diminuisce, il massimo consumo di corrente ammissibile e l'instabilità dello stadio, dovuta al riscaldamento del transistor.

Per avere un'idea dell'ordine di grandezza dei suddetti valori di corrente e di tensione, ricordiamo che per il transistor OC 72 la tensione d'ingresso V_{be} varia tra 0,1 e 0,2 V e la corrente di collettore è generalmente compresa tra 0,5 e 2,5 mA (per transistor). Nel caso della fig. 26 la compensazione contro variazioni di temperatura è ottenuta inserendo una resistenza di basso valore ohmico R_e nel circuito comune di emettitore. Questa resistenza introducendo nel circuito una controreazione di corrente tende a compensare tutte le variazioni di corrente che possano verificarsi. In un normale stadio amplificatore ad un solo transistor, per evitare una eccessiva riduzione del guadagno, questa resistenza viene disaccoppiata mediante un condensatore. In uno stadio in controfase, dove i transistor lavorano in classe B, la resistenza di controreazione non può essere disaccoppiata, altrimenti il circuito si comporterebbe come un rivelatore. Quando infatti durante un semiperiodo della tensione indotta nel secondario del trasformatore T1, il punto A diventa negativo rispetto al punto M, nella giunzione base-emettitore del transistor TS 1 (figura 31) circolerà corrente. Più propriamente questo circuito comprende il punto M, l'avvolgimento secondario S_2, la giunzione base-emettitore, la resistenza R_e e nuovamente il punto M. Se la resistenza R_e fosse shuntata con un condensatore, quest'ultimo si caricherebbe sino a rendere il punto K negativo rispetto a massa.

Durante la seconda alternanza del segnale la corrente circola nel circuito d'ingresso del transistor TS 2 chiudendosi attraverso il punto M-S_3-la giunzione base-emettitore-R_2-R_e-il punto M. Ai capi della resistenza di emettitore verrebbe quindi a crearsi una tensione negativa risultante dal raddrizzamento delle due alternan-

ze della tensione applicata all'ingresso e conseguentemente il transistor risulterebbe bloccato e cesserebbe di funzionare.

Per eliminare questo inconveniente è necessario che non siano disaccoppiate nè la resistenza di emettitore nè quelle che formano il partitore per la tensione di polarizzazione. Queste resistenze non dovranno inoltre avere un valore troppo elevato.

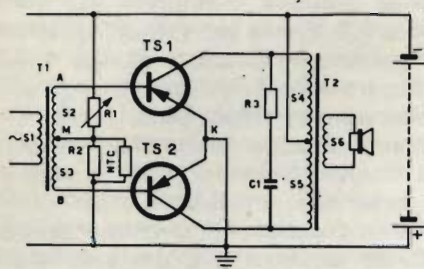



Fig. 31 - Amplificatore finale in controfase compensato termicamente mediante termistori (NTC).

impiegato per compensare le variazioni della temperatura ambiente. In esso è stata soppressa la resistenza di emettitore ed è stata posta in parallelo alla resistenza R_2 una terza resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC). Il compito di questa resistenza è di compensare le variazioni della caratteristica I_b/V_{be} risultanti dalla diminuzione della tensione V_{be} conseguente all'aumento della temperatura ambiente.

In tutti gli stadi finali descritti, in parallelo al primario del trasformatore di uscita, si trovano la resistenza R_3 e il condensatore C_1 collegati in serie (figg. 26 e 31). Il compito di questi due elementi è quello di mantenere costante l'impedenza di uscita dell'amplificatore.

In realtà l'altoparlante non presenta per tutte le frequenze la stessa impedenza (basti ricordare il fenomeno di risonanza). Ciò può creare difficoltà specialmente in quei circuiti dove per correggere la risposta in frequenza dell'amplificatore viene impiegata la controreazione in corrente alternata.

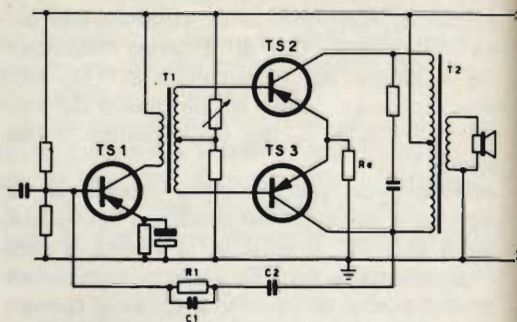



Fig. 32 - Amplificatore finale in controfase con controreazione selettiva.

Controreazione

Negli amplificatori a transistor la distorsione del segnale ha luogo principalmente nello stadio pilota ed in quello finale. Sarà quindi, sufficiente in genere, applicare la controreazione soltanto a questi due stadi. In fig. 32 è indicato lo schema di uno stadio in controfase pilotato dal transistor TS 1. La tensione di controreazione può essere prelevata sia dal primario che dal secondario del trasformatore di uscita.

In questo secondo caso risulterà compensata anche l'eventuale distorsione introdotta dallo stesso trasformatore. Il trasformatore provoca però una rotazione di fase con il pericolo che, ad elevati gradi di controreazione, l'amplificatore tenda ad innescare.

Nel circuito di fig. 32, la tensione prelevata dal primario del trasformatore di uscita viene riportata sul circuito d'ingresso del transistor TS 1 tramite una impedenza R-C. Il condensatore C_2 è di valore elevato e serve soltanto a bloccare la tensione continua esistente sul primario del trasformatore di uscita.

Il valore della tensione di controreazione dipende essenzialmente dal valore della resistenza R_1, in parallelo alla quale è collegato il condensatore C_1 allo scopo di aumentare il grado di controreazione (controreazione selettiva) alle frequenze elevate ed evitare in tal modo eventuali fenomeni di instabilità dovuti ad una eccessiva rotazione di fase.

In pratica la reazione negativa viene introdotta unicamente per compensare le differenze tra i valori del coefficiente di amplificazione α' dei transistor di uno stesso tipo. I circuiti più comunemente usati sono:

a) controreazione dal collettore alla base per mezzo di un circuito selettivo;

b) resistenza di emettitore parzialmente od interamente disaccoppiata.

Due esempi di amplificatore a transistor muniti di controreazione sono riportati nella fig. 33. Il circuito a destra viene impiegato quando si desidera la massima stabilità di funzionamento. Infatti, quando la corrente di collettore tende ad aumentare, anche la tensione ai capi della resistenza di carico R_c aumenta proporzionalmente provocando una diminuzione della tensione localizzata ai capi di R_1 e R_2. La tensione applicata all'ingresso del transistor diminuisce riportando la corrente di collettore al valore primitivo. Il circuito a sinistra viene utilizzato quando si desidera correggere la curva di risposta dell'amplificatore. In esso infatti è applicata una controreazione selettiva dovuta alla presenza del condensatore C_2 che serve anche per bloccare la tensione continua.

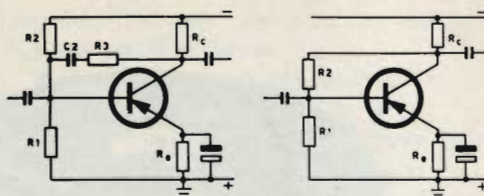
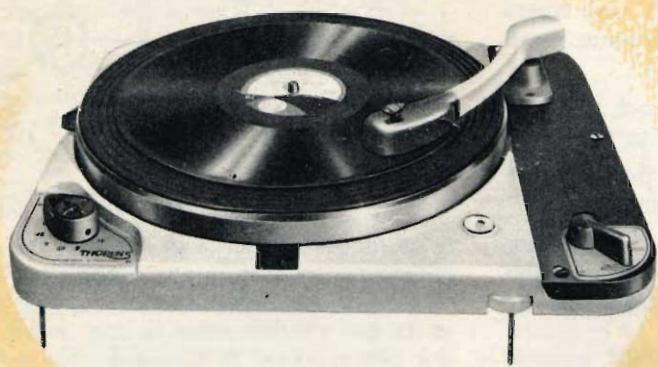



Fig. 33 - Esempi di amplificatori controreazionati.

Nelle pagine precedenti abbiamo cercato di dare al lettore le nozioni generali che stanno alla base del funzionamento degli amplificatori di bassa frequenza. Esistono ovviamente numerose varianti ai circuiti precedentemente descritti, ma l'esame dettagliato di ciascuno di essi esulerebbe dallo scopo che ci siamo proposti nel compilare il presente articolo.

LA TECNICA MODERNA SALVA LE VITE UMANE

Tempo fa ad Avigliana, vicino a Torino, è scoppiata una polveriera. Il materiale esploso poteva causare un numero illimitato di vittime, ma grazie ad un nuovo sistema di televisione installato da poco, che permette ai tecnici di seguire il lavoro da lontano, non si debbono lamentare che 2 feriti.

Nella foto: l'apparecchio televisivo ricevente.

GIRADISCHI

THORENS TD 124

Abbiamo esaminato la meccanica del giradischi Thorens TD 124 di fabbricazione svizzera.

La costruzione si presenta molto robusta e particolarmente curata; il funzionamento è regolarissimo, con assoluta assenza di vibrazioni.

Le figg. 1, 2 e 3 ne illustrano schematicamente il funzionamento mec.anico.

Il motore M è del tipo ad induzione, a quattro poli, ed ha l'indotto che gira alla velocità di 1500 giri/min.

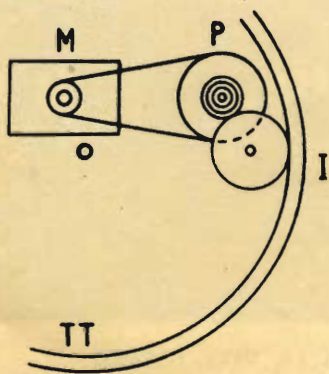



Fig. 1

Una cinghia di gomma sintetica trasmette il movimento ad una puleggia a gradini P perfettamente allineata con la puleggia folle di gomma I.

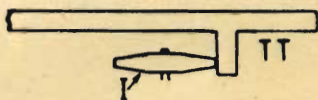



Fig. 2

Poichè questa puleggia aderisce, da un lato, ad una flangia interna ricavata sul piatto di ghisa T, e dall'altro al cono a gradini azionato dal motore M, girando M anche il piatto T si mette in movimento.

L'aderenza della puleggia I ai vari gradini della puleggia P, avviene per mezzo di trasmissione in nastro d'acciaio comandato da un'apposita camme.

Con la puleggia I aderente al gradino di maggior diametro della puleggia P, la velocità del piatto è di 78 giri/min.

Analogamente, con gli altri gradini, le velocità ottenute risultano:
78—0—45—0—$33^1/_3$—0—$16^2/_3$ giri/min.
Ovviamente, in posizione « 0 », la puleggia I risulta staccata sia dalla puleggia P che dalla flangia del piatto T.

La stessa camme comanda altresì il microinterruttore per l'avviamento del motore.

L'assoluta regolarità di rotazione del piatto T è ottenuta mediante l'impiego di un freno elettromagnetico costituito da un magnete permanente affacciato alla circonferenza esterna della puleggia P. Allorchè questa tende, ad esempio, ad aumentare la sua velocità di rotazione, le correnti indotte dal magnete aumentano d'intensità e quindi, per la legge di Lenz, maggiore ne risulta l'azione frenante.

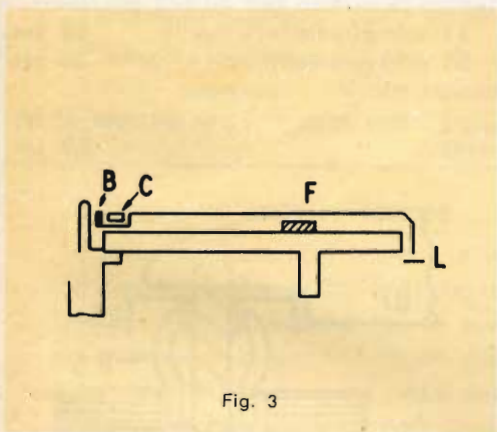



Fig. 3

Un particolare dispositivo, azionato da un bottone coassiale alla manopola indice, permette di variare la riluttanza del circuito magnetico e quindi, entro un certo intervallo, di correggere la velocità di rotazione del piatto.

Il disco da riprodurre non viene poggiato direttamente sul piatto T, bensì su una calotta di alluminio a questo sovrastante, la cui aderenza è assicurata, v. figura 5, dall'impiego di sei dischi di materiale plastico.

Molto interessante è il dispositivo di avviamento e di arresto del disco: una lamina semicircolare, L in fig. 3, opportunamente azionata sormonta tre nottolini producendo il distacco della calotta d'alluminio dal piatto di ghisa.

A questo modo la cappa in alluminio, non più vincolata al piatto, si arresta bruscamente mentre il piatto in ghisa continua la sua normale rotazione.

Allorchè si effettua la manovra inversa, non appena la parte in alluminio aderisce nuovamente al piatto T, essa si avvia istantaneamente portandosi, grazie all'inerzia accumulata dal piatto, alla giusta velocità.

Essendo il peso della coppa in alluminio trascurabile, le partenze e gli arresti risultano istantanei.

Un apposito cambio tensione consente di derivare il complesso da qualunque rete la cui tensione risulti compresa tra 100 e 250 V.

L'adattamento del giradischi alla giusta frequenza di rete, si ottiene mediante due puleggie di diverso diametro calettate, come mostra la fig. 4, sull'asse del motore.

Si utilizzerà la minore per le reti a 60 periodi e l'altra per le reti a 50 periodi.

Sul bordo inferiore della piastra di supporto, a destra della manopola per il comando del cambio di velocità, è stata ricavata una finestrella di plastica, vedi fig. 5, illuminata da una lampada al neon.

Per controllare l'esattezza della velocità di rotazione (alle due frequenze di 50 e 60 periodi) del disco che si vuol riprodurre;

Uno specchio montato sotto la finestrella, permette di osservare le tacche stroboscopiche riportate sul disco T.

Per ridurre l'attrito, la puleggia di trasmissione P gira su cuscinetti a sfere; un

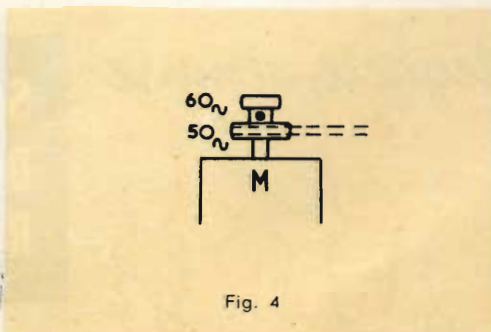



Fig. 4

sottile cappuccio di plastica la protegge dalla polvere.

La spinta assiale della puleggia I, viene assorbita da una speciale rondella di nylon, quella del piatto T è invece sostenuta da una sfera d'acciaio montata su un cuscinetto ugualmente di nylon.

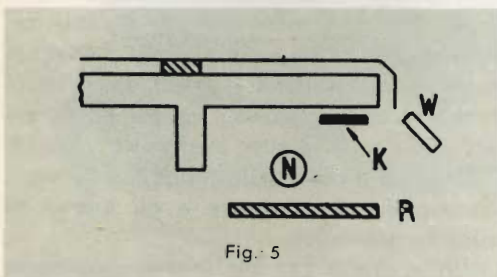



Fig. 5

Con questo artificio non c'è più necessità di lubrificazione successiva a quella effettuata in fabbrica spalmando gli assi con olio di siliconi.

L'intero apparato è sistemato su di una complessa piastra di base in alluminio fuso sotto pressione. Questa piastra, dato il suo spessore e la forte nervatura, è molto rigida; essa comprende anche il pannello mobile per l'incastellatura del pik-up.

La dima che l'accompagna è veramente ingegnosa e chiara, ed include, per accogliere bracci da 16 pollici (millimetri 406,991), un pannello che si estende oltre la parte metallica.

Con questo sistema, per cambiare il pick-up, basta cambiare soltanto il pannello; l'operazione si riduce al fissaggio di 3 viti ed al collegamento del pick-up stesso.

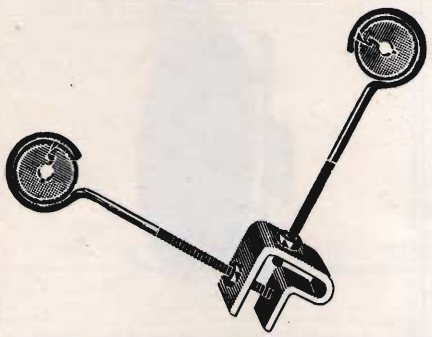
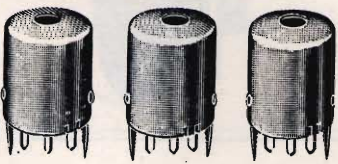
Le quattro viti di fissaggio necessarie per disporre la piastra in piano sono provviste di quattro tappi a vite.

La fig. 6 illustra tutto ciò: BP è la piastra di base, LS la vite di livello fresata e facilmente accessibile dal margine della piastra, RS è la sospensione di gomma auto-ammortizzante.

Una livella a bolla d'aria permette di rilevare inclinazioni di appena 10 min di arco (1/6 di grado).

Sono stati rilevati i seguenti dati tecnici:

Peso del giradischi: **kg. 5,100**
Inerzia del giradischi: **630 kg/cm²**
Diametro del perno centrale: **mm 7,5**
Variazione di velocità corrispondente ad una variazione di tensione da 220 a 240 V: **1,28 %**
Variazione di velocità per tensione di 125 gr/cm: **2,5 %**
Regolazione del controllo di velocità (a 240 V e senza carico): **dal 6 + 3, 139 a — 0,4 %**
Tempo di arresto con 33 1/3 giri/min:
a) solo giradischi, a livello: **62 sec.**
b) solo giradischi, non a livello: **30 sec.**
condi
c) intero apparato, per distacco di corrente: **8,3 sec.**

Fig. 6

Prezzo listino GBC		Cat. GBC
	Altoparlante « Philips » AD 1500	
	Carico nominale: 3 W	
	Campo di frequenza: 120 ÷ 15.000 Hz	
	Dimensioni di cestello: 121 x 121 mm.	
	Diametro del cono: 125 mm.	
	Profondità massima: 52,5 mm.	
	Induzione magnetica: 6800 Gauss	
	Flusso magnetico: 9500 Maxwell	
1.400	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	A/202-1
	Altoparlante « Philips » AD 1700	
	Carico nominale: 3 W	
	Campo di frequenza: 80 ÷ 15.000 Hz	
	Dimensioni di cestello: 155 x 155 mm.	
	Diametro del cono: 175 mm.	
	Profondità massima: 62 mm.	
	Induzione magnetica: 6800 Gauss	
	Flusso magnetico: 9500 Maxwell	
1.550	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	A/202-2
	Altoparlante « Philips » AD 2300	
	Carico nominale: 2 W	
	Campo di frequenza: 200 ÷ 18.000 Hz	
	Dimensioni del cestello: 80 x 80 mm.	
	Diametro del cono: 75 mm.	
	Profondità massima: 54,8 mm.	
	Induzione magnetica: 8500 Gauss	
	Flusso magnetico: 15.800 Maxwell	
1450	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	A/202-3
	Altoparlante « Philips » AD 2400	
	Carico nominale: 3 W	
	Campo di frequenza: 150 ÷ 16.000 Hz	
	Dimensioni di cestello: 105 x 105 mm.	
	Diametro del cono: 100 mm.	
	Profondità massima: 62 mm.	
	Induzione magnetica: 8500 Gauss	
	Flusso magnetico: 15.800 Maxwell	
1.550	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	A/202-4

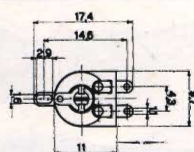
	Cat. GBC		Prezzo listino GBC
	A/202-5	**Altoparlante « Philips » AD 2500** Carico nominale: 6 W Campo di frequenza: 100 ÷ 14.000 Hz Dimensioni di cestello: 121 x 121 mm. Diametro del cono: 125 mm. Profondità massima: 64,3 mm. Induzione magnetica: 8500 Gauss Flusso magnetico: 15.800 Maxwell Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	**1.650**
	A/202-6	**Altoparlante « Philips » AD 2700** Carico nominale: 3 W Campo di frequenza: 80 ÷ 16.000 Hz Dimensioni del cestello: 155 x 155 mm. Diametro del cono: 175 mm. Profondità massima: 72,8 mm. Induzione magnetica: 8500 Gauss Flusso magnetico: 15.200 Maxwell Impedenza B.M. a 1000 Hz: 3 ohm	**1.750**
	A/202-7	**Altoparlante « Philips » AD 2800** Carico nominale: 6 W Campo di frequenza: 70 ÷ 14.000 Hz Dimensioni del cestello: 192 x 192 mm. Diametro del cono: 200 mm. Profondità massima: 83,1 mm. Induzione magnetica: 8500 Gauss Flusso magnetico: 15.200 Maxwell Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**1.960**
	A/202-8	**Altoparlante « Philips » AD 3500** Carico nominale: 3 W Campo di frequenza: 100 ÷ 14.000 Hz Dimensioni del cestello: 121 x 121 mm. Diametro del cono: 125 mm. Profondità massima: 69,3 mm. Induzione magnetica: 11.000 Gauss Flusso magnetico: 26.200 Maxwell Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**2.200**

Prezzo listino GBC		Cat. GBC	
	Altoparlante « Philips » AD 3700		
	Carico nominale: 3 W		
	Campo di frequenza: 70 ÷ 14.000 Hz		
	Dimensioni del cestello: 155 x 155 mm.		
	Diametro del cono: 175 mm.		
	Profondità massima: 79 mm.		
	Induzione magnetica: 11.000 Gauss		
	Flusso magnetico: 26.200 Maxwell		
2.350	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**A/202-9**	
	Altoparlante « Philips » AD 3460/M		
	Doppio cono		
	Carico nominale: 3 W		
	Campo di frequenza: 100 ÷ 18.000 Hz		
	Dimensioni del cestello: 155 x 155 mm.		
	Diametro del cono: 100 x 150 mm.		
	Profondità massima: 70 mm.		
	Induzione magnetica: 11.000 Gauss		
	Flusso magnetico: 26.200 Maxwell		
2.500	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**A/211-1**	
	Altoparlante « Philips » AD 3690		
	Carico nominale: 3 W		
	Campo di frequenza: 80 ÷ 12.000 Hz		
	Dimensioni del cestello: 234 x 161 mm.		
	Diametro del cono: 150 x 225 mm.		
	Profondità massima: 90 mm.		
	Induzione magnetica: 11.000 Gauss		
3.950	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**A/212-1**	
	Altoparlante « Philips » AD 3690/M		
	Doppio cono		
	Carico nominale: 6 W		
	Campo di frequenza: 70 ÷ 19.000Hz		
	Dimensioni del cestello: 234 x 161 mm.		
	Diametro del cono: 150 x 225 mm.		
	Profondità massima: 90 mm.		
	Induzione magnetica: 11.000 Gauss		
	Flusso magnetico: 26.200 Maxwell		
4.200	Impedenza B.M. a 1000 Hz: 5 ohm	**A/213-1**	

Cat. GBC		Prezzo listino GBC
N/615	**Zanca** a muro ad espansione zincata lunghezza cm. 10 per pali d'antenna ∅ mm. 25 ÷ 30	630
N/616	**Zanca** a muro ad espansione zincata lunghezza cm. 20 per pali d'antenna ∅ mm. 25 ÷ 30	780
N/930	**Isolatore** a fascia da palo per piattina 150-300 Ω e cavi coassiali 62-75 Ω	90
N/733	**Isolatore** doppio a morsetto da grondaia per piattina e cavo TV.	120
P/117-1	**Trousse completa per apparecchi a transistor** **1 Media frequenza** 1° stadio Frequenza accordo: 470 Kc Capacità di accordo: 400 pF. Fattore di merito: 190 Dimensioni: mm. 19 x 22	560
P/117-2	**1 Media frequenza** 2° stadio Frequenza accordo: 470 Kc Capacità di accordo: 200 pF Fattore di merito: 175 Dimensioni: mm. 19 x 22	560
P/117-3	**1 Media frequenza** 3° stadio Frequenza accordo: 470 Kc Capacità di accordo: 200 pF Fattore di merito 150 Dimensioni: mm. 19 x 22	560
P/118	**Bobina oscillatrice** Gamma: 520 ÷ 1615 Kc	230
P/119	**Bobina d'aereo** avvolta su ferroxcube per stadio d'antenna Gamma: 520 ÷ 1615 Kc	430

IMPEDENZE PER ALTA FREQUENZA PER LE APPLICAZIONI SU RADIO RICEVITORI AM - AM FM

Cat. GBC	Induttanza mH	Resist. Ohm	Corr. max mA	Dimensioni Ø x L	Prezzo listino GBC
0/498-1	0,1	5	250	7,5 x 24	**130**
0/498-2	1	30	100	9 x 24	**160**
0/498-3	3	60	70	12 x 24	**170**
0/498-4	10	240	40	15 x 30	**240**
0/498-5	30	440	30	18 x 30	**340**
0/498-6	3,5	40	160	17,5 x 30	**520**
0/498-7	5 μH	1	350	4 x 16	**110**
0/498-8	3 μH	0,4	500	4 x 16	**110**

Prezzo	Descrizione	Cat. GBC
	Potenziometri miniaturizzati Contatto diretto con spazzola in metallo speciale. Dimensioni: mm. 17,4 x 9,7 x 2,7 Curva di variazione della resistenza: lineare. Dissipazione massima: 0,1 W. Tolleranza sui valori ± 30 %	
130	**Potenziometro** con terminali a occhiello per saldatura normale. **Valori:** 500 Ω - 1 K - 2 K - 3 K - 5 K - 10 K - 50 K - 500 K - 1 M.	**P/205**
130	**Potenziometro** con due terminali estremi per circuito stampato e terminali con occhiello connesso al cursore per saldatura normale. **Valori:** 500 Ω - 1 K - 2 K - 3 K - 5 K - 10 K - 50 K - 500 K - 1 M.	**P/205-1**
130	**Reostato** con terminali a occhiello per circuito normale. **Valori:** 500 Ω - 1 K - 2 K - 3 K - 5 K - 10 K - 50 K - 500 K - 1 M.	**P/205-3**
130	**Reostato** con terminali per circuito stampato. **Valori:** 500 Ω - 1 K - 2 K - 3 K - 5 K - 10 K - 50 K - 500 K - 1 M.	**P/205 4**
	Complesso giradischi « GBC » a 4 velocità - motore a 4 poli - Pick up in polistirolo antiurto con testina **« Ronette »** Puntine di zaffiro. Tensione alimentazione: universale - 50 periodi. Lungh. mm. 295 - Largh. mm. 210 Altezza totale: mm. 125 Altezza sopra piastra: mm. 45 Allezza sotto piastra mm. 80	**R/57**

Cat. GBC		Prezzo listino GBC
R/60	**Complesso giradischi « GBC » Stereo** a 4 velocità - motore a 4 poli - Pick up in polistirolo antiurto con testina « **Ronette** » Stereofonica con curva di risposta lineare da 30÷12.000 Hz (± 3 dB). Puntina di zaffiro. Tensione alimentazione: universale - 50 periodi. Lungh. mm. 295 - Largh. mm. 210 Altezza totale: mm. 125 Altezza sopra piastra mm. 45 Altezza sotto piastra: mm. 80	—
R/132	**Complesso giradischi « GBC » a corrente continua** 4 velocità con motore a 2 poli. Tensione di alimentazione: 9 Volt Pick up in polistirolo antiurto con testina « **Ronette** » con curva di risposta lineare tra 30 ÷ 10.000 Hz Uscita: 0,5 V - Distorsione 3 % Puntine di zaffiro Lunghezza: mm. 295 Larghezza: mm. 210 Altezza totale: mm. 124 Sopra piastra: mm. 45 Sotto piastra: mm. 80	—
R/222-1	**Cambiadischi automatico « Garrard » Mod. RC 210.** Riproduce automaticamente fino a un massimo di otto dischi di qualsiasi diametro. I dischi dello stesso numero di giri possono essere mescolati anche se di diverso diametro. Il cambiadischi e il pick-up sono predisposti per lo **stereo.** È corredato di cartuccia ceramica GCE 12 - R/1400. Funziona con tensioni da 100 a 130 Volt e da 200 a 250 Volt, corrente alternata a 50 periodi. Spazio richiesto: cm. 36 frontalmente e cm. 32 trasversalmente. Ingombro superiore alla piastra cm. 13, inferiormente cm. 7,5.	—
R/223-1	**Cambiadischi Mod. RC 210/A.** Come il precedente senza cartuccia e astuccio per detto.	—

Prezzo listino GBC		Cat. GBC	
—	**Cordone** di derivazione completo di 2 spine e spinotto indicato per registrazione Pick - up. Per registratore « **Ascot** ».	S/376-1	
—	**Cordone** di derivazione completo di 2 spine e spinotto indicato per registrazione da Radio-TV. Per registratore « **Ascot** ».	S/377-1	
1.650	**Cordone** completo di spinotto passo Fiat, per alimentare in macchina a 9 Volt il registratore « **G B C** » Mod. « **Ascot** ».	S/378	
1.650	**Cordone** completo di spinotto passo Alfa Romeo per alimentare in macchina a 9 Volt il registratore « **G B C** » Mod. « **Ascot** ».	S/379	
4.500	**Alimentatore** da rete per registratore « **GBC** » « **Ascot** ». Consente di usare l'Ascot in luoghi nei quali è disponibile una rete a c.a. Esso comprende un trasformatore con primario universale e secondario a 9 Volt.	S/472	
2.500	**Microfono** piezoelettrico « **GBC** » impugnatura di gomma con cordone mt. 2,50 completo di spinotto. Gamma di frequenza da 150 a 8000 Hz. Livello normale d'uscita 5 mV.	Q/152	

	Cat. GBC		Prezzo listino GBC
		Trasmettitore-Eccitatore 144-146 Mc/s	
		Potenza di uscita: 12 Watt circa	
		Impedenza d'uscita: 52-75 Ω	
		Quarzo frequenza: 8000 ÷ 8111 Mc/s	
		Aliment. filamento: 6,3 V; 2 A	
		Aliment. anod. prestadi: 250 V; 50 mA	
		Aliment. anodica stadio finale: 250 V; 70 mA	
	Z/1122	Senza valvole	**10.800**
		Convertitore per ricezioni radiantistiche 144-146 Mc/s	
		Uscita FI: 14-16 Mc/s oppure 26-28 Mc/s	
		Guadagno: 42 dB	
		Risposta: piatta entro 3 dB su tutta la gamma	
		Fattore di rumore: 3,5 dB	
		Impedenza d'entrata: 52 ÷ 75 Ω	
		Aliment. anodica: 180 V; 55 mA	
		Aliment. filamenti: 6,3 V; 1,3 A	
		Valvole: EC86 - ECC88 - ECC85 - ECC81	
	Z/1133	Con valvole	**39.000**

IMPORTANTE

SE VOLETE RICEVERE, FRANCO DI PORTO, IL CATALOGO GENERALE DI OLTRE 600 PAGINE RICCAMENTE ILLUSTRATO PUBBLICATO RECENTEMENTE DALLA DITTA GIAN BRUTO CASTELFRANCHI, VOGLIATE INVIARE UN VAGLIA POSTALE DI L. 1000 - INTESTATO ALLA DITTA - G.B.C. VIA PETRELLA N. 6 - MILANO

La televisione a colori

I tecnici di tutti i paesi che si interessano di problemi televisivi hanno già iniziato le prove sui diversi sistemi di televisione a colori. Il colore costituisce indubbiamente un'informazione supplementare, ma necessita ancora di ricevitori complessi e costosi. Comunque il sistema di televisione a colori adottato in avvenire sarà obbligatoriamente compatibile, ossia i televisori attuali potranno ricevere in bianco e nero le trasmissioni a colori.

Principi fondamentali di trasmissione delle immagini a colori

Sappiamo che tutti i colori possono essere riprodotti partendo da tre colori selezionati detti fondamentali. In televisione essi sono: rosso, blu e verde. La riproduzione dei colori si può fare secondo il metodo additivo o sottrattivo. Ad esempio nel caso dei film a colori si proietta della luce bianca (costituita da una certa percentuale di rosso, verde e blu) attraverso una pellicola colorata che agendo come filtro sottrae alcune radiazioni per ottenere il colore desiderato. Questa riproduzione quindi avviene secondo il metodo sottrattivo.

In TV invece si utilizza il metodo additivo dove le tre immagini rosse, verdi e blu vengono sovrapposte su un unico schermo di un tubo a RC speciale che impiega tre cannoni elettronici corrispondenti, ognuno, al rosso, al verde e al blu.

Ci proponiamo, nelle righe che seguiranno di descrivere il sistema di TV a colori N.T.S.C., già affermatosi oltre Atlantico dove più di 200 stazioni sono attualmente in servizio. Prima di intraprendere lo studio del sistema N.T.S.C. richiameremo alcune nozioni fondamentali di colorimetria che sono indispensabili per la comprensibilità della tecnica della TV a colori.

Nozioni fondamentali di colorimetria

La luce va considerata come una delle manifestazioni del campo elettromagnetico. Le frequenze corrispondenti alle radiazioni luminose, sono molto più elevate di quelle impiegate nelle normali trasmissioni radiofoniche e benchè i nostri sensi non siano in grado di percepirle il nostro occhio è capace di farne la sintesi. La percezione visiva dei colori è dovuta ai centri percettivi della retina.

Le lunghezze d'onda corrispondenti allo spettro visibile, data la loro piccolezza vengono espresse in millimicron ($m\mu$). Lo spettro visibile si estende da 380 a 780 $m\mu$, dal rosso fino al violetto. Al limite delle frequenze più elevate si trova l'ultra-violetto, al limite delle frequenze basse l'infra-rosso.

Cos'è il colore

Quando l'occhio riceve la luce corrispondente ad una frequenza dello spettro visibile noi abbiamo la percezione di un colore. Il genere di colore che percepiamo dipende dalla frequenza. Si chiama rosso quella corrispondente approssimativamente ad una lunghezza d'onda di 700 $m\mu$, verde quella di 550 $m\mu$ e blu quella di 450 $m\mu$. Quando la luce contiene una proporzione pressochè uguale di rosso, di verde e di blu, abbiamo la sensazione della luce bianca. Inversamente la luce bianca può essere scomposta nei colori dello spettro visibile mediante prismi. La luce bianca è dunque sostitui-

ta da un insieme di più colori: si dice che è policromatica.

Un colore è caratterizzato da una frequenza propria, come abbiamo visto più sopra, e dalla luminosità. Tuttavia un colore non è mai puro, ma sempre unito a del bianco. La luce diffusa da un corpo colorato non corrisponde ad un'unica frequenza dello spettro visibile, si dice che il colore è più o meno saturato; la saturazione è massima per una luce monocromatica.

Per quanto detto sopra un oggetto è definito dalle seguenti grandezze:

1) Luminosità: l'assorbimento di luce da parte dell'oggetto ne determina il suo grado di luminosità.

2) Colore dominante: l'oggetto ha un colore dominante corrispondente ad una frequenza determinata.

3) Saturazione che dipende dal grado di purezza della luce emessa. La purezza è il rapporto tra l'intensità del colore dominante e l'intensità della luce totale dell'oggetto considerato.

Particolarità dell'occhio

La persistenza delle immagini sulla retina, che rende possibile il cinema e la televisione. è nota a tutti; una particolarità meno conosciuta, ma importante per la realizzazione della TV a colori, è il fatto che la colorazione delle piccole superfici non è percepita dall'occhio. Nel sistema N.T.S.C. si mette a profitto questa imperfezione dell'occhio trasmettendo solo le informazioni che possono essere percepite. Il massimo d'informazione, concernente il colore, è trasmesso per le grandi superfici, mentre viene ridotto per le piccole. Per le superfici molto piccole si sopprime addirittura l'informazione di colore trasmettendo solo la luminosità. Per questi motivi il sistema N.T.S.C. permette di trasmettere una immagine a colori conservando una banda passante di 4 Mc/s, cioè inferiore alla larghezza di banda normale dello standard americano (6 Mc/s).

Trasmissione e ricezione della TV a colori

Consideriamo la telecamera schematizzata in fig. 1 per la trasmissione delle immagini in bianco e nero. L'immagine dell'oggetto si forma per mezzo di una lente di caratteristiche determinate sul mosaico fotosensibile. Un fascio di elettroni analizza il mosaico secondo il metodo classico interlacciato e la tensione istantanea d'uscita sarà proporzionale alla luminosità del punto esplorato in quel momento dal pennello di elettroni che scarica il mosaico.

Supponiamo di disporre un filtro rosso davanti all'obiettivo della telecamera; il mosaico fotosensibile rimane impressionato dalle parti rosse dell'oggetto. Per parti rosse s'intende non solo le parti dell'oggetto di colore rosso, ma anche altri colori risultanti dalla combinazione del rosso. La tensione d'uscita della telecamera rossa sarà proporzionale alla percentuale di rosso dell'oggetto trasmesso, senza che l'oggetto sia necessariamente rosso.

Si possono utilizzare tre telecamere equipaggiate rispettivamente di un filtro rosso, verde e blu in modo da ottenere tre segnali di uscita a videofrequenza.

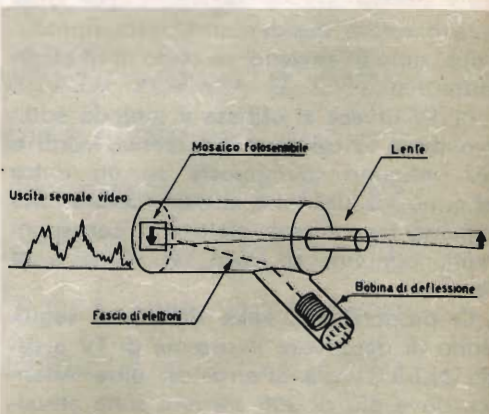



Fig. 1 - Tubo da ripresa TV schematizzato.

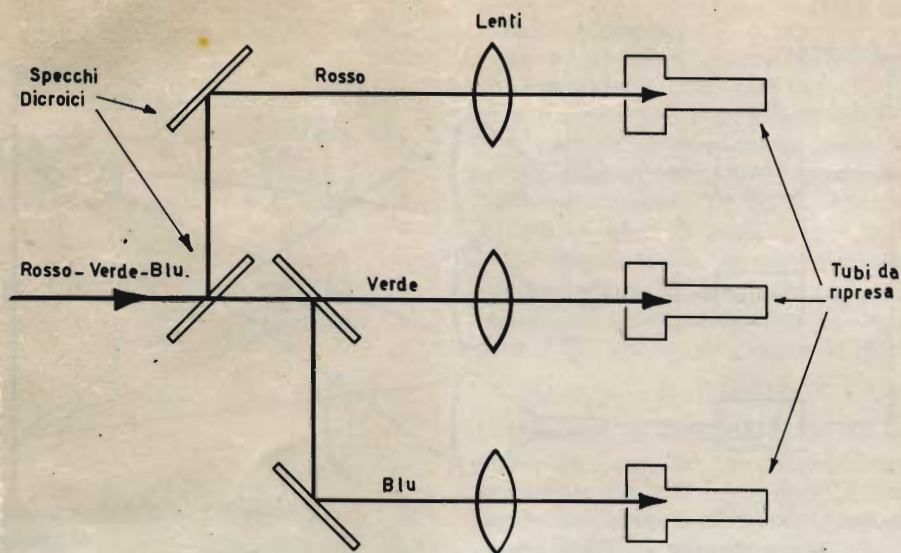



Fig. 2 - Telecamera per ripresa a colori.

Più comodamente si utilizza un solo obiettivo e si selezionano i colori applicati a tre tubi da ripresa mediante specchi dicroici (fig. 2); questi ultimi sono superfici riflettenti una delle componenti i tre colori fondamentali e trasparenti per le altre due. Una telecamera per televisione a colori ha dunque tre segnali V.F. distinti corrispondenti all'informazione dei tre colori fondamentali. Se noi applichiamo le suddette tensioni V.F., dopo opportuna amplificazione a tre tubi catodici con strato fluorescente tale da riprodurre rispettivamente il rosso, il verde e il blu (fig. 3), sarà possibile ricostruire su uno schermo a mezzo di lenti l'immagine a colori trasmessa. In pratica si usa un solo tubo a RC chiamato tubo tricromico (fig. 4) attualmente costruito dalla R.C.A. che sostituisce i tre tubi di colore differente e il sistema di lenti. Avremo occasione di dilungarci ulteriormente su questo tubo tricromico.

Riduzione della banda passante

Se i principi esposti fossero utilizzati nelle trasmissioni commerciali a colori, sarebbero necessarie tre portanti separate per trasmettere ciascun canale V.F. Conservando la definizione dello standard americano a 525 linee, avremo bisogno di una banda passante di 18 Mc/s. Data la larghezza di banda considerevole il sistema non sarebbe più compatibile e provocherebbe un ingombro proibitivo dell'etere. Come ridurre allora la banda pur conservando una buona definizione dell'immagine a colori?

La prima possibilità di riduzione ce la offre il fatto che l'occhio non può distinguere i colori delle piccole superfici. Se consideriamo ad esempio un oggetto blu e frazioniamo quest'oggetto ad un certo punto saremo nell'impossibilità di percepire la sensazione di blu : ci appare grigio.

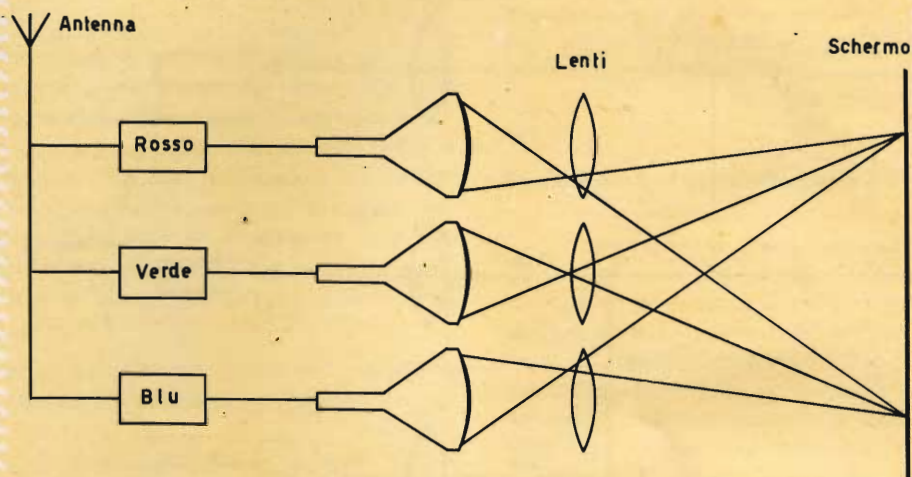



Fig. 3 - Come può essere riprodotta una immagine a colori.

La stessa esperienza può essere ripetuta per un oggetto rosso; in questo caso dovremo frazionare maggiormente l'oggetto prima di non percepire più il colore. Le piccole superfici, ovvero i particolari più fini di una immagine teletrasmessa corrispondono alle componenti di frequenza più elevata del segnale video. Non potendo percepire il colore di questi particolari non sarà necessario trasmettere le componenti a frequenza elevata del segnale d'informazione del colore; da qui la possibilità di una riduzione della banda passante.

Dopo numerose prove effettuate si è constatato che è impossibile accorgersi della perdita d'informazione del colore in seguito alla soppressione delle frequenze superiori a 1,5 Mc/s. Nel caso del blu non è necessario trasmettere informazioni corrispondenti ad una frequenza superiore a 0,6 Mc/s.

Tenendo conto di queste particolarità del nostro occhio si può adottare uno standard di trasmissioni con le seguenti caratteristiche essenziali:

Trasmissione dell'informazione completa concernente i tre colori fondamentali per le grandi superfici dell'immagine.

Trasmissione dell'informazione concernente il verde e il rosso per superfici medie corrispondenti a frequenze video comprese tra 0,6 e 1,5 Mc/s. Non è necessario trasmettere il blu per queste superfici.

Soppressione di qualsiasi informazione di colore per piccole superfici corrispondenti a frequenze superiori a 1,5 Mc/s.

Queste condizoni concernono le informazioni di colore, in quanto quelle luminosità devono essere trasmesse in tutti i casi e con una banda passante pari a quella delle emissioni in bianco e nero se si vuole ottenere la stessa finezza di dettaglio, cioè circa 4 Mc/s per lo standard americano (fig. 5).

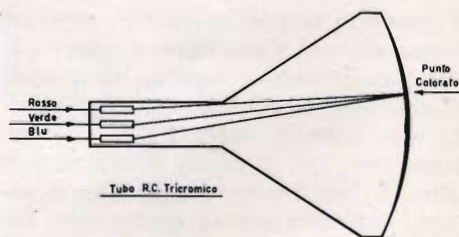



Fig. 4 - Tubo tricromico per riproduzione immagini a colori.

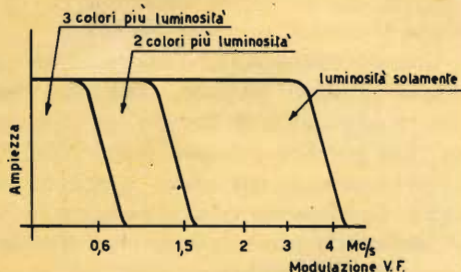



Fig. 5

Trasmissione dell'informazione di luminosità

Lo schema a blocchi di fig. 6, illustra come si ottiene il segnale di luminosità o segnale « Y » come talvolta si usa chiamarlo. Le tensioni video prelevato all'uscita della telecamera sono inviate in uno speciale amplificatore denominato « amplificatore matrice ».

La funzione di questo amplificatore è di mescolare secondo ben determinati rapporti i segnali corrispondenti ai tre colori.

Il segnale di luminosità prelevato alla uscita dell'amplificatore comprende il 59 % di verde, il 30 % di rosso e l'11 % di blu.

Se chiamiamo E_y la tensione totale del segnale video di luminosità e E_v, E_r e E_b le tensioni corrispondenti al verde, al rosso e al blu abbiamo la seguente relazione:

$$E_y = 0{,}59\, E_v + 0{,}30\, E_r + 0{,}11\, E_b$$

Una tale percentuale delle tre tensioni video dà luogo ad un colore bianco soddisfacente ed inoltre risponde a certe esigenze del sistema di trasmissione che saranno precisate ulteriormente.

La trasmissione dell'informazione di luminosità può essere soppressa trasmettendo i « segnali di differenza di colore » piuttosto che i segnali di colore originali comprendente le informazioni di colore e di luminosità.

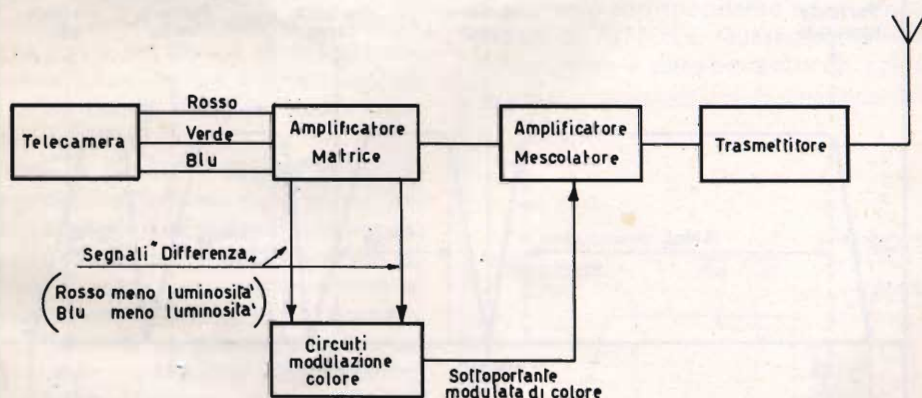



Fig. 6 - Schema o blocchi di un complesso trasmittente per immagini a colori.

Questi segnali sono ottenuti sottraendo e sopprimendo la componente di luminosità contenuta nei segnali corrispondenti ai tre colori, in modo da lasciare unicamente l'informazione di colore (colore dominante e saturazione) dell'oggetto trasmesso. Alla ricezione il segnale originale di colore viene ricostituito reinserendo la componente di luminosità al segnale « differenza di colore », prima di applicare la modulazione del tubo tricromico.

Questo metodo consente di ridurre ancora l'informazione necessaria alla trasmissione di immagni a colori.

Possiamo, giunti a questo punto, prelevare i tre segnali di differenza rossa, verde e blu e trasmetterli su tre portanti A.F. separate vicine al canale di 6 Mc/s utilizzato per la trasmissione del segnale di luminosità; avremo quindi 4 segnali che possono essere rilevati da un ricevitore speciale e riprodurre una immagine a colori. Utilizzando, però, un sistema del genere la banda necessaria sarebbe dell'ordine di 11 Mc/s, superiore di gran lunga al canale normale (fig. 7).

Una riduzione della banda passante può essere ottenuta tenendo conto del fatto che il segnale Y di luminosità comprende una percentuale ben definita dei tre colori fondamentali come precisato più sopra. Conoscendo questa percentuale invariabile alla trasmissione, alla ricezione, conoscendo l'ampiezza totale del segnale di luminosità e la percentuale rispettivamente al rosso e del blu, una semplice sottrazione permetterà di conoscere la percentuale del verde. In altri, termini si può sottrarre dal segnale Y la somma dei segnali rosso e blu mediante circuiti speciali del ricevitore ricostituendo così l'informazione verde. La soppressione del segnale differenza verde permette quindi una riduzione della banda passante.

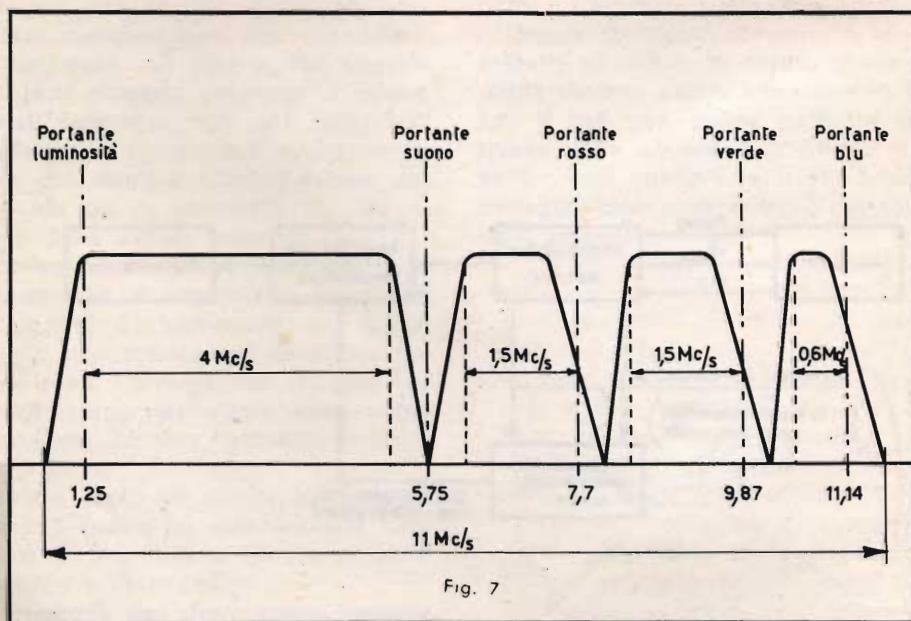



Fig. 7

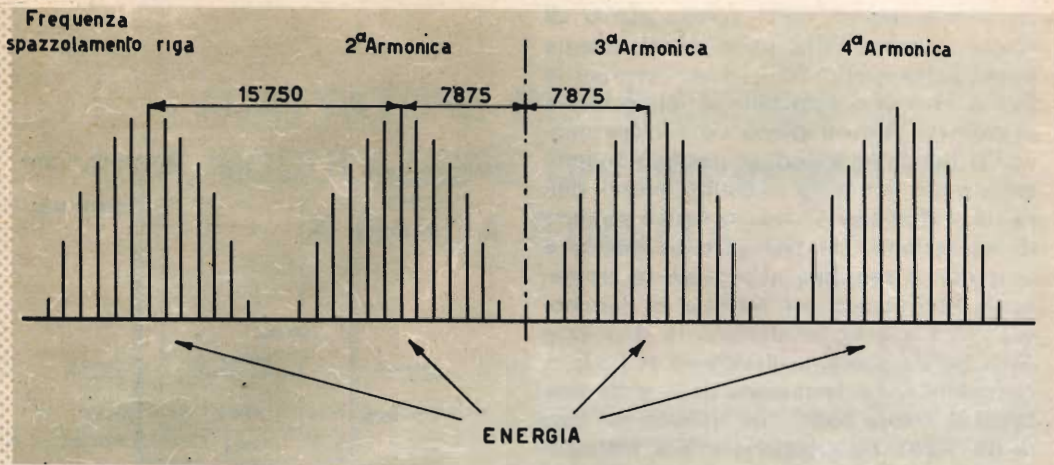



Fig. 8 - Ripartizione dell'energia nello spettro VF.

Interlacciamento delle frequenze per la trasmissione luminosità e colore

Abbiamo visto che per ottenere una immagine a colori è necessario trasmettere il segnale di luminosità Y e due segnali di colore: rosso meno luminosità e blu meno luminosità. Il segnale Y e la sua portante audio associata, occupano la larghezza totale del canale di 6 Mc/s come inserire allora le due informazioni di colore se la banda passante risulta interamente utilizzata?

Nel sistema N.T.S.C. i segnali di colore sono trasmessi all'interno dello stesso canale utilizzato per il segnale di luminosità. Grazie alla tecnica dell'interlacciamento di frequenza si sono evitate interferenze e intermodulazione. Si è potuto constatare infatti, nel caso di un televisore in bianco e nero che la ripartizione dello spettro non è regolare: l'energia dei segnali VF di modulazione è concentrata in vicinanza delle armoniche delle frequenze di linea. La fig. 8 illustra questa particolarità. La ripartizione di energia è tale nello spettro V.F., che si ha concentrazione di energia per i multipli di 15750 c/s, frequenza di linea secondo lo standard americano.

Nei punti intermedi tra questi multipli della frequenza riga ci sono spazi relativamente liberi. Nel sistema N.T.S.C. i segnali di colore sono intercalati (« Sandwiching ») negli spazi liberi dello spettro monocromatico che corrispondono alle armoniche dispari della semi-frequenza di linea; basta quindi scegliere una frequenza portante corrispondente ad un multiplo dispari di 7875 c/s. Queste portanti sono denominate « sotto-portanti di colore ».

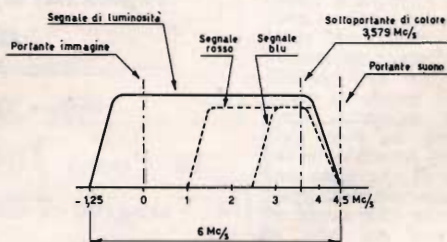



Fig. 9 - Ripartizione delle frequenze dello spettro VF per le informazioni di luminosità e di cromaticità.

Le bande laterali della sotto-portante di colore cadono nella parte relativamente libera dello spettro VF; in altri termini le bande laterali del segnale di luminosità e di cromaticità sono interlacciate in frequenza: le bande laterali di un segnale cadono nella parte libera tra le bande laterali dell'altro. I due segnali hanno così il minimo di interazione. Un ricevitore in bianco e nero non è **sensibile** al segnale di cromaticità interlacciato col segnale di luminosità. Non avendo aumentato la larghezza della banda passante il sistema N.T.S.C. è compatibile. La frequenza della sotto-portante di colore scelta nel sistema N.T.S.C. di 3579,545 Kc/s superiore alla frequenza della portante di luminosità. La fig. illustra la ripartizione delle frequenze dello spettro VF per le informazioni di luminosità e di cromaticità all'interno del canale 6 Mc/s.

I segnali differenza rosso e blu sono trasmessi modulando la sotto-portante sia in ampiezza sia in fase. In fig. 10 sono riportate le frequenze di una emissione a colori corrispondenti al canale 3 americano.

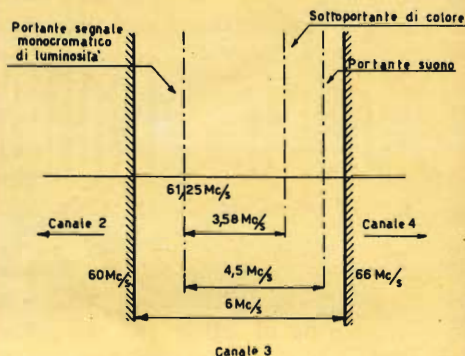



Fig. 10

(continua)

entemente contro le nazioni non pagano la loro iscri-e alla U.C.I., minacciando ni, fulmini ed espulsioni. Il io però è che qui non paga ni nessuno perchè i paesi che hanno il professionismo e la grande maggioranza, dispongono di quattrini. el pomeriggio ci siamo re-al velodromo Alfred Rosch, assistere all'inizio delle ve-e proprie competizioni. E' stadio che si trova a circa hilometri dalla città e che iuttosto vecchiotto nei suoi tanti, a differenza del gran-stadio atletico dei 110.000 tatori che è invece di nuo-costruzione, autentico mo-o del genere. La pista del dromo è in cemento, e in tà si tratta di una pista un diversa dalle normali, per-è più tonda che ovale e icamente non ha veri e ori rettilinei. In compenso urve sono scarsamente so-elevate. Si è cominciato, e-ntemente per cavalleria, con ompetizioni femminili e pre-mente con la gara di inse-nento sulla distanza di tre ometri. Bisogna dire che ste ragazze in bicicletta van-ben forte, anche se quan-pedalano come forsennate lono naturalmente tutta la femminilità. Comunque a rle andare a oltre 42 chi-etri all'ora, bisogna ricono-

la migliore prestazione assoluta, con 5'0" e 8. Così Testa si classifica secondo e Vallotto settimo. Entrambi dunque vengono ammessi al secondo turno.

affidate a Ireland, Surtees e Clark. E' venuta dunque a mancare la solidarietà tra i vari costruttori britannici che avevano minacciato di diser-

ULTIMISSIME GBC

Imminente a Genova

Apertura nuovi magazzini di vendita

Genova agosto

In Piazza Jacopo Da Varagine 7/8r. è prossima l'apertura di un nuovo magazzino, di vendita, di parti staccate GBC.

Anche questa volta l'organizzazione GBC ha dato la possibilità a tutti i suoi Clienti Liguri di rifornirsi con celerità

sull'intero circuito, vale a di-re oltre che sul percorso stradale anche su quello di alta velocità con le curve sopraelevate. Quando si seppe di questa decisione si pensò che si era voluto in un certo senso favorire l'unico grande costruttore italiano di automobili da corsa, Enzo Ferrari, le cui vetture indubbiamente si trovano avvantaggiate su circuiti particolarmente veloci. Gli estremi del regolamento furono diramati a tutte le Case costruttrici e da nessuna parte sorse la minima protesta. Dopo gli incidenti accaduti sul velocissimo circuito di Francorchamps, incidenti che ebbero protagoniste le macchine inglesi (che, come è noto, debbono molti dei loro successi al-

le piste di tutto Forse che gli ingle grandi premi non rendere la vita dur nieri favorendo i co casa? Ora poi an campioni del volant rono, vedi caso, p inglesi, hanno dich il «catinq» di Mon coloso. E' evidente screditc che si vu sull'impianto più be pa e forse del mon to solo di una polit te, assai ingenuame verità, a mascherar feriorità tecnica ch si, nel caso specific gliono riconoscere. tori e i piloti brit no che un Gran P la loro partecipaz se non tutto, molt resse e allora appr questa situazione in loro desideri (e s usare un verbo più

Dove è andata famosa sportività ve il simpatico gest guar quando, soli battersi contro i bo dianapolis proprio «mostruosamente anello di alta velo sinceramente Bri non vuole rischiare gure ora che si ac cere per la secon

ADATTATORE PER RICEZIONI A MODULAZIONE DI FREQUENZA A BANDA STRETTA

Per ricevere la modulazione di frequenza a banda stretta (N.B.F.M.) ci si accontenta il più delle volte di un ricevitore per modulazione di ampiezza sintonizzato ai margini della emissione. Evidentemente è una soluzione rapida, quando non si può fare altrimenti, ma che non dobbiamo considerare definitiva tenendo conto dei risultati mediocri che offre.

Per chi desidera una cosa semplice dal punto di vista realizzazione e messa a punto presentiamo il demodulatore ad induzione.

Il circuito dell'adattatore è illustrato in fig. 1. Si inserisce dopo l'ultimo trasformatore di MF di un ricevitore previsto per l'ascolto delle emissioni modulate in ampiezza. Un commutatore a 3 vie 2 posizioni permette il passaggio rapido dalla AM alla FM. In posizione AM nulla cambia nel ricevitore; in posizione FM il ritorno dell'ultimo trasformatore di media frequenza è collegato a massa, mentre l'altra estremità è applicata alla griglia 1 dell'eptodo 6 BE 6 funzionante come demodulatore ad induzione. Richiameremo brevemente il principio di funzionamento di un simile demodulatore.

Il segnale applicato alla griglia 1 modula il fascio elettronico uscente dal catodo. Il fascio arriva sulla seconda griglia di comando G3 negativa rispetto al catodo e si trova inoltre ritardato. Il fascio modulato dalla G1 induce per capacità

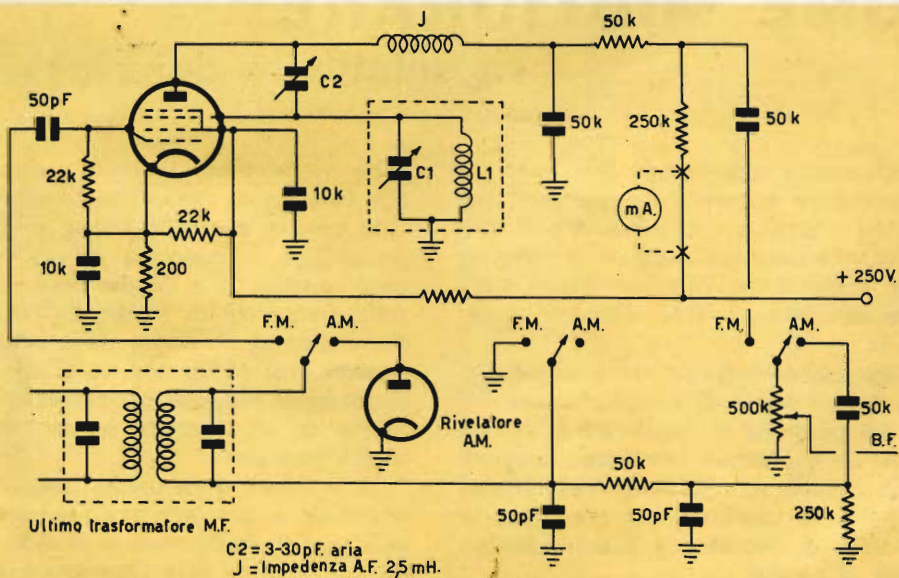



Fig. 1

una certa corrente su G3, corrente amplificata da L1 C1 accordato sulla frequenza da ricevere. La corrente AF su G3 si trova sfasata di 90° rispetto alla corrente incidente. Dato che in FM la frequenza del segnale incidente varia al ritmo della modulazione la differenza di fase tra le due griglie G1 e G3 varia egualmente; le due griglie variando il flusso della corrente anodica della valvola, permettono di trasformare una variazione di frequenza in una variazione di tensione ai capi della resistenza di carico anodico della 6 BE 6.

Per la messa a punto intercaleremo nel circuito anodico un milliamperometro. Il condensatore di reazione C2 va regolato inizialmente per il minimo di capacità. Inietteremo nella catena di MF un segnale di frequenza opportuna e procederemo all'accordo del circuito ausiliario L1C1. Troveremo un minimo e un massimo della corrente anodica; la regolazione corretta non si trova nè sull'uno nè sull'altro, ma in un punto più vicino al minimo che al massimo. Si cerca poi di aumentare il più possibile la sensibilità del demodulatore in modo di ottenere la massima variazione possibile di corrente anodica per una FM data. Per ottenere ciò si aumenta poco per volta la capacità di C2 fino a raggiungere il punto di sensibilità massima; oltrepassato questo punto la sensibilità decresce. Dopo ogni ritocco di C2 è opportuno ritoccare la regolazione di L1 C1.

L'uso di un limitatore non si è rivelato necessario.

Questo dispositivo semplice di demodulazione risulta molto interessante per la modulazione di frequenza a banda stretta, ma lo è egualmente per la modulazione a banda larga.

In questo ultimo caso evidentemente è necessario che il canale di MF del ricevitore permetta il passaggio dello swing senza attenuarlo.

Per quanto concerne il demodulatore propriamente detto, la curva della corrente di placca in funzione dello swing di frequenza rivela un tratto lineare molto esteso; comunque in caso di necessità si può aumentare la zona di linearità riducendo il fattore di merito del circuito L1 C1 shuntandolo con una apposita resistenza.

COME MIGLIORARE
la selettività dei ricevitori

Molti sono i radioamatori che usano come ricevitore apparecchi provenienti dal mercato « Surplus » o addirittura il cinque valvole casalingo: apparecchi che, se anche il più delle volte hanno una sufficiente sensibilità, spesso difettano in selettività.

Viene qui descritto un semplice circuito noto sotto il nome di « moltiplicatore del Q » che permette di migliorare la selettività di un qualunque ricevitore; pregi di questo circuito sono la semplicità, il fatto che nulla va cambiato nel ricevitore, la possibilità di regolare a piacere la larghezza di banda.

Il circuito è riportato in fig. 1, come si vede viene usata un'unica valvola tipo 6C4 (altri triodi vanno ugualmente bene).

In griglia a questo triodo è presente un circuito formato da un'induttanza e dalle capacità C1 e C2 che deve risuonare sulla frequenza di media del ricevitore. Generalmente il valore delle medie frequenze è di 455 o 467 Kc/s, allora L1 e C1 possono essere le bobine ed il condensatore di un normale trasformatore di media frequenza.

Se il valore della media frequenza del ricevitore è più alto può sempre venir utilizzato un trasformatore di M.F. al quale saranno state tolte un numero adeguato di spire.

Il trasformatore di M.F. può essere lasciato nel suo schermo e una delle due bobine va tolta. Dalla griglia della valvola inoltre parte un cavetto schermato che deve essere collegato in modo più breve possibile alla placca della valvola 1ª di media frequenza del ricevitore; la capacità C4 serve come blocco per la continua. Il complesso può essere montato in una piccola scatola che si terrà affiancata al ricevitore; sul fronte della scatola troveranno posto due manopole: quella di C2 e quella del potenziometro R2.

Il consumo del complesso è molto ridotto: 6.3 V. con 150 mA per il filamento e 200 ÷ 250 V 2 mA per l'anodica. L'alimentazione può perciò essere ricavata dal ricevitore.

Messa a punto e uso del moltiplicatore di « Q »

Per ottenere buoni risultati occorre che il canale di M.F. del ricevitore sia perfettamente tarato, altrimenti si possono avere peggioramenti invece che miglioramenti della selettività e della sensibilità del ricevitore.

Una volta accoppiato il complesso al ricevitore saldando il conduttore interno del cavo coassiale alla placca della 1ª valvola di M.F. e la calza alla massa in un punto vicino allo zoccolo della valvola stessa, si darà tensione al solo filamento della 6C4.

Poi, valendosi possibilmente di un oscillatore modulato, si comincerà a tarare perfettamente il circuito in griglia alla 6C4 (L1 e C1), il trasformatore di M.F. a cui il complesso è stato accoppiato nonchè tutti gli altri trasformatori di M.F. del ricevitore.

In questa messa a punto il condensatore C2 va tenuto a metà corsa e il potenziometro R2 nella posizione di resistenza massima.

Il potenziometro R2 serve per regolare la selettività (la selettività è minima per R2 tutto inserito) mentre C2 serve per spostare il picco della selettività di alcuni kilocicli da una parte e dall'altra.

Se la taratura è stata ben eseguita il complesso non deve influenzare la sensibilità del ricevitore. Centrato ora un segnale si darà anodica al moltiplicatore del « Q »: il segnale salirà leggermente; agendo allora su R2 si potrà spingere la selettività al grado voluto.

Chiudendo progressivamente R2 la selettività aumenta fino ad un massimo oltre il quale il complesso entra in autoscillazione. La posizione di massima selettività va usata in pratica solo per la ricezione di segnali telegrafici mentre una selettività minore va bene per la fonia.

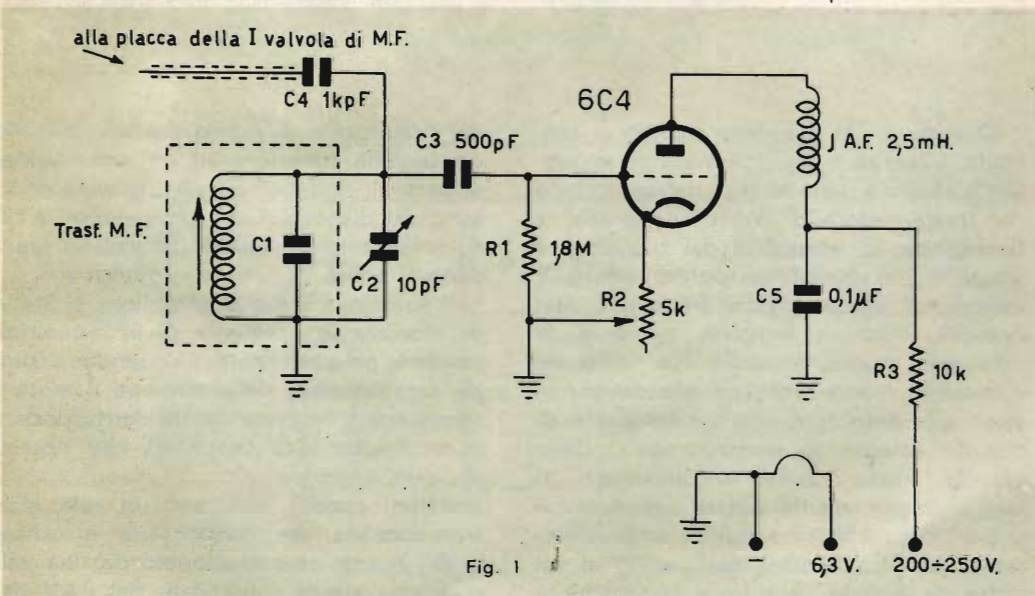



Fig. 1

COME SOPPRIMERE
il soffio in assenza di segnali mediante circuiti "SQUELCH"

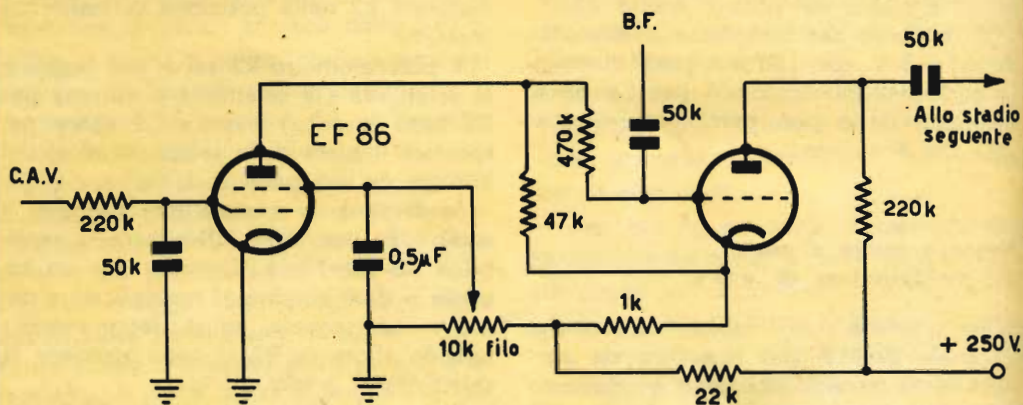



Fig. 1

Quando in un ricevitore munito di controllo automatico di volume non è presente alcun segnale ai capi del secondario del trasformatore di MF che precede la rivelazione, la sensibilità del ricevitore è massima: in queste condizioni infatti le valvole di alta e media frequenza non ricevono nessuna tensione negativa di CAV sulle griglie controllo. Ne risulta un rumore di fondo considerevole dovuto in parte alla amplificazione e rivelazione di disturbi esterni, in parte al soffio delle valvole stesse. Questi inconvenienti si fanno maggiormente notare nei ricevitori per VHF. Abbiamo quindi tutto l'interesse, per la comodità dell'ascolto in assenza di segnale, di ridurre la sensibilità del ricevitore e di ridargliela solo quando un segnale superiore ad un certo valore appare ai capi del circuito rivelatore. Vi sono dei dispositivi che provvedono a ciò automaticamente. Questi dispositivi prendono il nome di circuiti « squelch ».

Il principio è molto semplice: si tratta di bloccare una valvola di BF (generalmente la preamplificatrice) quando la componente continua della tensione rivelata è inferiore ad un certo valore corrispondente al massimo di sensibilità che non si desidera superare.

Alcuni circuiti utilizzano un relè elettromagnetico che cortocircuita il canale di BF, questo relè è azionato da una valvola essa stessa comandata dal CAV del

ricevitore. Altri sono intermente elettronici come, ad esempio, i due circuiti che vi presentiamo.

Il primo di questi circuiti è schematizzato in figura 1; richiede l'aggiunta di una sola valvola, un pentodo a pendenza fissa tipo EF 86 ad esempio.

La valvola V1 è la preamplificatrice di BF. Il funzionamento è il seguente. In assenza di segnale il ricevitore non fornisce nessuna tensione negativa di CAV. La griglia controllo della EF 86 non è quindi polarizzata e la corrente anodica di questa valvola provoca una caduta di tensione attraverso la resistenza R1. La griglia V1 si trova quindi ad un potenziale fortemente negativo rispetto al catodo; la valvola si trova all'interdizione e nessun segnale di BF viene amplificato. Quando si riceve un segnale, appare una tensione di CAV, la EF 86 consuma meno... o niente, la polarizzazione di V1 ritorna normale come pure normale torna l'amplificazione. Regolando la tensione di griglia schermo della EF 86 mediante il potenziometro (10 Kohm a filo) si modifica il punto di cut-off della valvola dando così la possibilità di variare la sensibilità del circuito o meglio, il punto a partire da quale si desidera ottenere l'azione silenziatrice.

Il secondo montaggio è rappresentato in fig. 2. Si utilizza un doppio triodo del tipo 12 AX 7 che può essere montato al posto della prima amplificatrice di bassa frequenza del ricevitore. In questo montaggio uno dei triodi funziona come amplificatore BF e l'altro come silenziatore. Il condensatore da 10000 pf inserito tra la placca e la griglia del triodo « squelch » deve avere un dielettrico perfetto senza perdita di sorta: consigliamo condensatori del tipo ceramico. Un potenziometro a grafite da 1 Mohm lineare permette di regolare la soglia del silenziatore.

La capacità di 10 K pf presenta una debole impedenza per i sègnali BF ragion per cui la sezione triodica del « silencer » funziona come un diada virtuale. In assenza di CAV questa sezione delle 12 AX 7 presenta una resistenza interna molto piccola; inoltre il condensatore da 0,1 MF derivato in parallelo alla resistenza da 470 Kohm in griglia al triodo BF presenta una impedenza ancora più piccola per i segnali BF. Quando invece la tensione del CAV viene applicata al triodo « silencer », questo si trova interdetto e presenta una impedenza molto alta: il dispositivo è senza effetto: l'insieme — valvola « silencer » + condensatore da 0,1 MF si comporta come uno shunt di valore molto piccolo, quasi un corto, per i segnali che arrivano sulla griglia del triodo BF.

Precisiamo che i dispositivi « squelch » non diminuiscono la **sensibilità reale** del ricevitore.

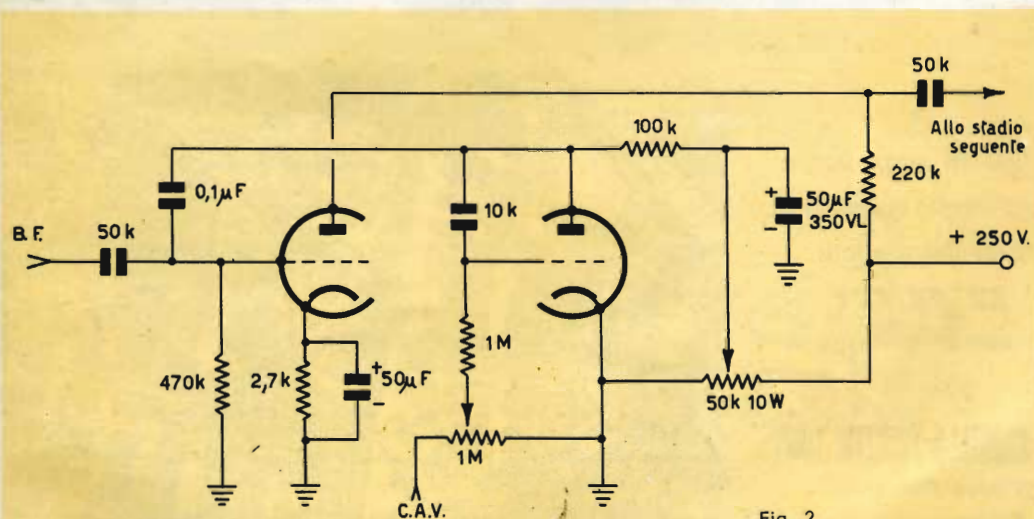



Fig. 2

Questa è la NUOVA sede

della G.B.C a Napoli

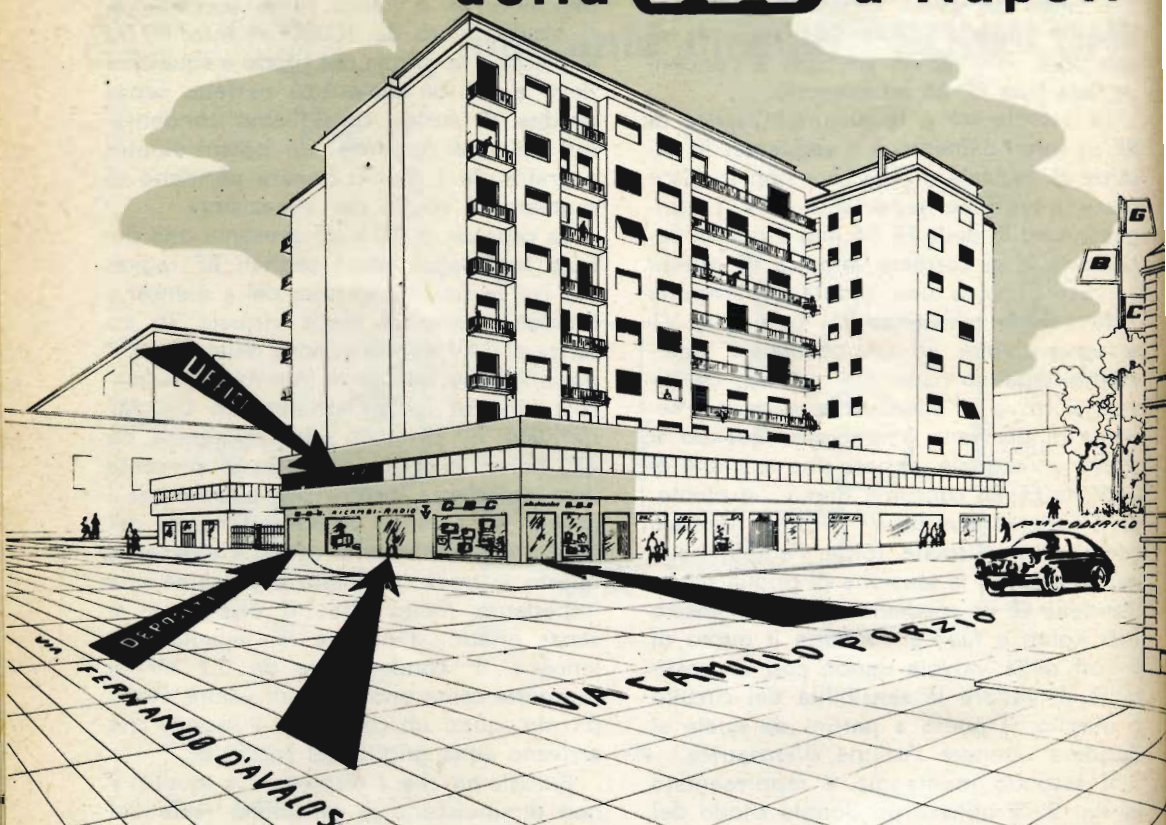
UFFICI

DEPOSITO

G.B.C. RICAMBI-RADIO

G.B.C

P.ZA PODERICO

VIA FERNANDO D'AVALOS

VIA CAMILLO PORZIO

G.B.C • G.B.C • G.B.C • G.B.C

Al fine di organizzare ancor meglio la distribuzione dei prodotti

G.B.C

si è aperta una nuova sede in

VIA CAMILLO PORZIO, 10a

(Piazza Poderico)

Tel. 22.15.51-2-3

VISITATECI!

Video risate e giochi

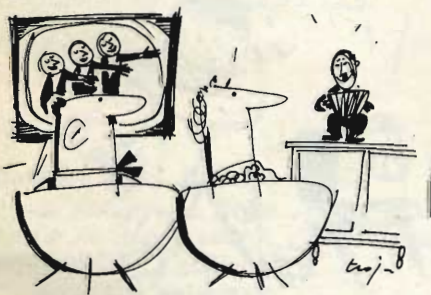
CRUCIVERBA

■	1 A	4 E	6 C	U	9 S	10 A	T	12 O
2 A	R	I	A	■	3 V	R	■	F
4 C	A	M	B	7 R	I	D	G	E
I	■	5 A	I	U	T	O	■	L
6 D	3 U	■	N	■	7 O	R	11 A	I
8 O	S	5 C	A	8 R	■	9 E	P	A
■	10 O	R	■	11 E	I	■	E	■

ORIZZONTALI

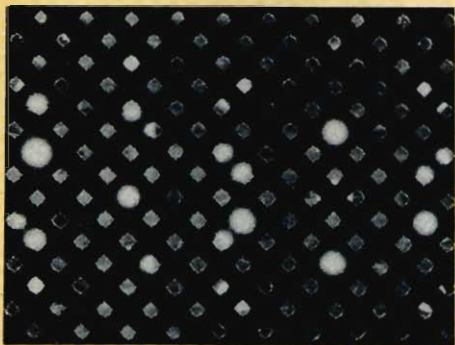
1 - Colpito da accusa.
2 - Un miscuglio di gas.
3 - Sigla automobilistica di Verona.
4 - Una nota fonovaligia della GBC FV/6.
5 - Lo chiede chi è in pericolo.
6 - Del... francese.
7 - Pregai.
8 - Premio cinematografico.
9 - Fegato.
10 - Adesso.
11 - Esercito Italiano.

VERTICALI

1 - Antico altare.
2 - Lo è il solforico.
3 - Adopero.
4 - Parte terminale di un palo.
5 - Sigla automobilistica di Cremona.
6 - Lo è la telefonica.
7 - I primi 2/5 della ruota.
8 - Monarca.
9 - Tolgo la vite.
10 - Calore.
11 - Laboriosa operaia.
12 - Donna Shakespeariana.

... ed ecco a voi GORNI... KRAMER!

Se le piace Gino Bramieri una 21 pollici va meglio.

QUIZ FOTOGRAFICI

Le foto qui pubblicate hanno tre possibilità di soluzione. Indicare con una croce nel corrispondente quadrettino quella giusta.

- ☐ GRATA DI CONFESSIONALE
- ☒ GRATTUGIA
- ☐ TRAMA DI TESSUTO

- ☐ TERRENO ARGILLOSO
- ☒ CORTECCIA D'ALBERO
- ☐ CROSTA LUNARE

- ☐ ANTENNA RADIOTELESCOPICA
- ☐ CUPOLA GALLERIA DI MILANO
- ☒ CUPOLA GALLERIA DI NAPOLI

Soluzioni a pag. 102

SCHEMA VERTICALE

Nel rettangolo in evidenza nel presente schema risulterà scritto il nome del famoso registratore portatile a transistor G.B.C.

1 - Non è più.
2 - Succo d'uva.
3 - Organi della vista.
4 - Segue il lampo.
5 - Caverna.

Sei convinto adesso che i Rossi hanno comperato la televisione?

... e anche per domani cielo sereno, sole sole, tanto sole.

GBC

Kits Department

Vi presentiamo la nuova "SERIE D'ORO 1960,, di scatole di montaggio. Essa offre una larga scelta sia al tecnico provetto che al dilettante.

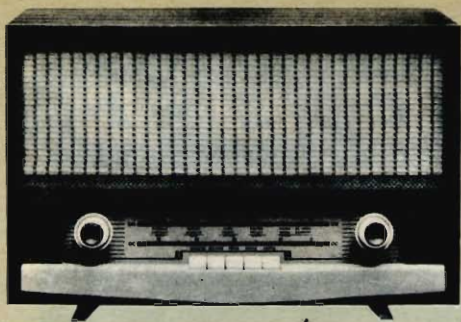
SM/9

Ricevitore A.M. a 5 valvole
atto a ricevere sia le onde medie che le onde corte
O.M. 190 ÷ 580 mt.
O.C. 16 ÷ 50 mt.
Alimentazione universale - Presa Fono
Mobile in plastica
Valvole impiegate: UY85 - UCH81 - UBC81 UL84 - UF89
Dimensioni: cm. 27 x 16,5 x 12,5

SM/3

Ricevitore A.M. a 5 valvole
atto a ricevere sia le onde medie che le onde corte
O.M. 190 ÷ 580 mt.
O.C. 16 ÷ 50 mt.
Alimentazione universale - Presa Fono
Mobile in plastica
Valvole impiegate: UY41 - UCH81 - UF41 UBC41 - UL41
Dimensioni: cm. 27 x 16,5 x 12,5

SM/3368

Ricevitore A.M. - F.M. a 6 valvole
atto a ricevere le onde medie e corte nonchè la Modulazione di Frequenza - Commutazioni a tastiera
Alimentazione universale
Mobile in plastica
Valvole impiegate: EZ80 - ECC85 - EF85 EABC80 - EL84 - ECH81
Dimensioni: cm. 21 x 32 x 13

SM/3370

Ricevitore A.M. - F.M. 6 valvole
atto a ricevere le onde medie e corte e la Modulazione di Frequenza - Commutazioni a tastiera
Alimentazione universale
Elegante e moderno mobile di legno
Valvole impiegate: EZ80 - ECC85 - EF85 EABC80 - EL84 - ECH81
Dimensioni: cm. 35 x 24 x 15

SM/80

Ricevitore A.M. - F.M. Stereofonico a 8 valvole atto a ricevere le Onde Medie e Corte nonchè in Modulazione di Frequenza
Commutazione a 6 tasti
B.F. monaurale e Stereo - 6 Watt (3+3)
3 Altoparlanti
Regolazione toni bassi e alti
Regolatore di volume fisiologico
Antenna F.M. Incorporata
Elegante mobile di legno
Valvole impiegate: ECC85 - ECH81 - EF85 EABC80 - EL84 - ECL82 - EZ80 - EM84
Dimensioni cm. 58 x 33 x 22

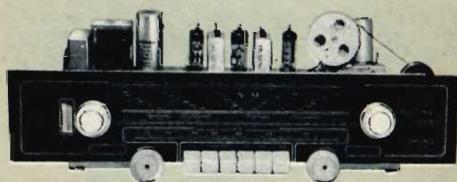
SM/81

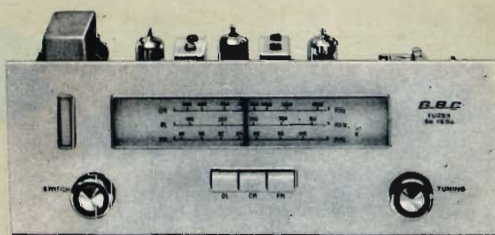
Radiofono Stereofonico A.M. - F.M. di alta classe a 8 valvole
atto a ricevere le Onde Medie e Corte nonchè la Modulazione di Frequenza
Commutazione a 6 tasti B.F.
Potenza d'uscita indistorta: 6 Watt (3+3)
3 Altoparlanti
Regolazione dei toni bassi e alti
Antenna FM incorporata
Giradischi G.B.C. R/60
Elegante mobile radiofono in legno
Valvole impiegate: ECC85 - ECH81 - EF85 EABC80 - EL84 - ECL82 - EZ80 - EM84
Dimensioni: cm. 55 x 37 x 31

SM/3350

Ricevitore A.M. a transistor « FLORIDA »
6 Transistors + 1 Diodo al germanio
Alta sensibilità
Potenza d'uscita indistorta: 400 mW
Alimentazione con 2 pile incorporate da 6 Volt
Piastra principale in circuito stampato
Dimensioni: cm. 20 x 12 x 5

SM/79

Ricevitore Stereofonico A.M. - F.M. di alta classe a 8 valvole
Solo Chassis senza mobile
atto a ricevere le Onde Medie e Corte nonchè la Modulazione di Frequenza
Commutazione a 6 tasti B.F. monoaurale e Stereo
Potenza d'uscita indistorta: 6 Watt (3+3)
3 Altoparlanti
Regolazione toni bassi e alti
Valvole impiegate: ECC85 - ECH81 - EF85 EABC80 - EL84 - ECL82 - EZ80 - EM84
apertura scala cm. 48 x 8,5
Dimensioni ingombro: cm. 50 x 18 x 18

SM/1254

Sintonizzatore a tastiera A.M. - F.M. per amplificatori a B.F.
Commutatore di gamma a tastiera: OM - OL - FM
Indicatore di sintonia
Valvole impiegate: ECC85 - EABC80 - ECH81 - EF85 - EM84 - + Raddrizzatore al selenio
Dimensioni: cm. 30.x 12,5 x 95

SM/1571

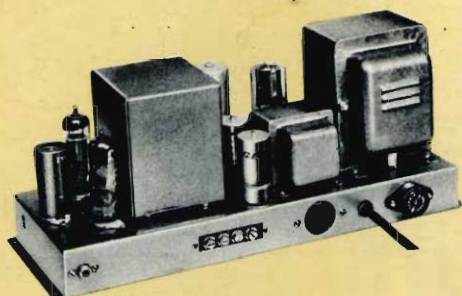
Preamplificatore di B.F. per l'uso delle testine a riluttanza variabile « GOLDRING »
Guadagno d'amplificazione g = 58
Valvola impiegata: EF86
Dimensioni: cm. 19 x 7 x 7

SM/1561

Preamplificatore di B.F. per l'uso della testina a riluttanza variabile « G. E. »
Guadagno d'amplificazione g = 130
Valvola impiegata: ECC83
Dimensioni: cm. 19 x 7 x 7

SM/4413

Preamplificatore di B.F. ad alta fedeltà
3 circuiti d'equalizzazione - 2 controlli di responso - 1 Regolatore di volume
Alimentazione universale
Risposta lineare tra 20 e 20.000 Hz.
Valvola impiegata: ECC82
Dimensioni: cm. 24,5 x 9 x 7

SM/4412

Amplificatore finale di B.F. ad Alta Fedeltà comprendente 4 valvole delle quali 2 finali in controfase
Trasformatore d'uscita ultralineare tipo « TROUSOUND »
Alimentazione universale
Valvole impiegate: 1 ECC83 - 2 EL84
1 6AX5
Dimensioni: cm. 33,5 x 13 x 14,5

SM/1153

Amplificatore di B.F. a transistors da 12 Watt
Transistors impiegati: 2 OC71 - 1 OC72
3 OC16/G
Controlli di tono e volume
Ingressi in Fono e Microfono
Dimensioni: cm. 26 x 12 x 12

SM/1111

Amplificatore Stereofonico - Stadi di preamplificazione ed amplificazione a 2 canali
Uscita indistorta: 10 Watt - (5 Watt per ogni singolo canale)
Valvole impiegate: 1 EZ80 - 2 ECC83 -
2 EL84
Dimensioni: cm. 33,5 x 25,5 x 12

SM/3399

Amplificatore di B.F. di grande fedeltà con stadio finale in controfase - Selettore a 5 posizioni per commutazione dei circuiti d'ingresso ed equalizzazione
Alimentazione universale
Potenza d'uscita indistorta: 6 Watt
Valvole impiegate: 1 ECC83 - 2 6V6 -
1 5Y3/GT
Dimensioni: cm. 28,5 x 18 x 10

SM/2002

Comprende tutte le parti per la costruzione di un T.V. da 17" o 22" a 90° - 14 Valvole + 3 diodi + Tubo R.C.

L. 31.000

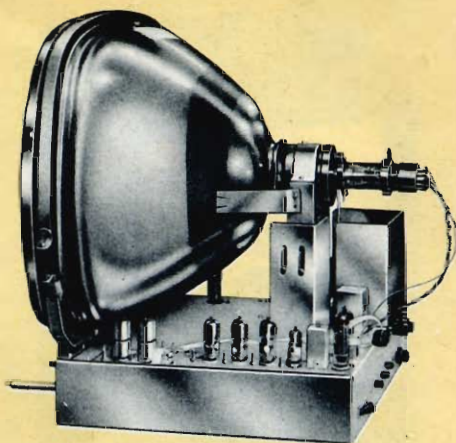
SM/2004

Comprende tutte le parti per la costruzione di un T.V. da 17" o 22" a 90° - 14 Valvole + 3 diodi + Tubo R.C.

L. 34.000

SM/1800

Comprende tutte le parti per la costruzione di un T.V. da 17" o 22" a 110° - 18 Valvole + Tubo a R.C.

L. 38.000

I prezzi qui a lato indicati si riferiscono a tutte le parti staccate, necessarie per effettuare il montaggio del TV, escluse però le valvole, il tubo R.C. e il mobile.

SM/3363

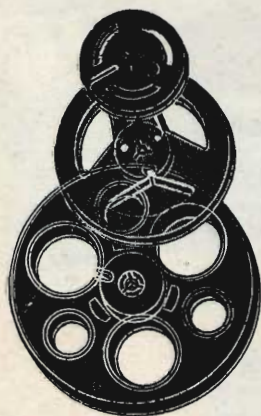
Valigetta fonografica a 4 velocità, con amplificatore ad 1 valvola incorporata
Raddrizzatore ad ossido
3 Watt d'uscita
Alimentazione universale
Piastra giradischi esclusa
Dimensioni: cm. 34 x 30 x 21

SM/2238

Valigetta fonografica Stereofonica
« Stereo Full »
per giradischi a 4 velocità G.B.C. R/60
Potenza d'uscita indistorta: 4 Watt (2+2)
Regolazione fisiologica di volume
Alimentazione universale
Valvole impiegate: 2 EL84 - 1 ECC82
Raddrizzatore al selenio
Piastra giradischi esclusa
Dimensioni: cm. 54,5 x 37 x 19

SM/3333

Voltmetro Elettronico di classe, con circuito a ponte equilibrato
Grande precisione su tutta la scala
Alimentazione universale
Valvole impiegate: 1 ECC82 - 1 6AL5
Senza sonde
Dimensioni: cm. 14 x 21 x 11,5 profondità

I prezzi delle scatole di montaggio rimangono invariati.

Numero Catalogo GBC	BOBINE PER NASTRI MAGNETICI G.B.C.	Prezzo listino
S/601	**Bobina** vuota da 3″ ∅ esterno: mm. 78	**120**
S/601-1	**Bobina** vuota da 3½″ Con gancio automatico ∅ esterno: mm. 85	**230**
S/601-2	**Bobina** vuota da 3½″ Con piolino ∅ esterno: mm. 85	**160**
S/601-3	**Bobina** vuota da 4″ ∅ esterno: mm. 100	**230**
S/602	**Bobina** vuota da 5″ ∅ esterno: mm. 127	**230**
S/603	**Bobina** vuota da 5¾″ ∅ esterno: mm. 147	**420**
S/604	**Bobina** vuota da 7″ ∅ esterno: mm.178	**320**
S/605	**Bobina** vuota da 9¾″ ∅ esterno mm. 247	**1700**

strumenti di misura "SANYA"

ANALIZZATORE TK/2 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/570

Voltmetro - Ohmetro
Corrente continua: (Sensibilità: 20.000 Ω/V.)
Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.
Quattro portate amperometriche: 50 μA - 10 - 100 - 500 mA.
Corrente alternata: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)
Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.
Possibilità di misura da 1 Ω a 10 MΩ
Dimensioni: mm. 150 x 90 x 40

Completo di accessori: L. 7500

Borsa per detto: L. 500

ANALIZZATORE TK/4 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/572

Amperometro - Voltmetro - Megaohmetro - Capacimetro
Corrente continua: (Sensibilità: 20.000 Ω/V.)
6 portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 Volt.
6 portate amperometriche: 50 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 500 mA - 1 Amp.
Corrente alternata: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)
6 portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 Volt.
Ohmetro e Megaohmetro - Possibilità di misura da 1 Ω ÷ 1 MΩ
in tre portate impiegando la batteria incorporata da 1,5 V.

x 1 =	10 KΩ	fondo scala
x 10 =	100 KΩ	fondo scala
x 100 =	1 MΩ	fondo scala

Con presa di collegamento alla rete c.a. (110 - 220 V.)
Possibilità di misura fino a 100 MΩ fondo scala

x 1000 =	10 MΩ	fondo scala
x 10000 =	100 MΩ	fondo scala

Capacimetro - Con presa di collegamento alla rete c.a. si effettuano misure di capacità fino a 0.5 μF in due portate

pF x 1 =	50.000 pF	fondo scala
pF x 10 =	0.5 μF	fondo scala

Dimensioni: mm. 150 x 90 x 40

Completo di accessori: L. 8500

Borsa per detto: L. 500

strumenti di misura "SANYA„

ANALIZZATORE TK/8 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/571

Amperometro - Voltmetro - Megahometro - Capacimetro
Corrente continua: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)
Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.
Sei portate amperometriche: 100 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 500 mA - 1 Amp.
Corrente alternata: (Sensibilità: 5.000 Ω/V.)
Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.
Sei portate amperometriche: 100 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 500 mA - 1 Amp.
Ohmetro - Megaohmetro - Possibilità di misura da 1 Ω a 1 MΩ
in tre portate impiegando la batteria incorporata da 1,5 V.
x 1 = 10 KΩ fondo scala
x 10 = 100 KΩ fondo scala
x 100 = 1 MΩ fondo scala
Con la presa di collegamento alla rete c.a. (110-220 V.)
Possibilità di misura fino a 100 MΩ f.s.
in due portate
x 1000 = 10 MΩ fondo scala
x 10000 = 100 MΩ fondo scala
Capacimetro - Con presa di collegamento alla rete c.a. si effettuano misure di capacità fino a 0.5 μF in due portate:
pF. x 1 = 50.000 pF fondo scala
pF. x 10 = 0.5 μF fondo scala
Dimensioni: mm. 150 x 90 x 40

Completo di accessori: L. 7500

Borsa per detto: L. 500

ANALIZZATORE TK/12 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/573

Voltmetro - Amperometro - Capacimetro - Megaohmetro
Corrente continua: (Sensibilità: 20.000 Ω/V.)
Nove portate voltmetriche: 2.5-5-10-25-50-100-250-500-1000 Volt.
Cinque portate amperometriche: 50 μA - 1-10-100-500 mA.
Corrente alternata: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)
Nove portate voltmetriche: 2.5-5-10-25-50-100-250-500-1000 Volt.
Misure di resistenza da 1 Ω a 1 MΩ in 3 portate
x 1 = 10.000
x 10 = 0.1
x 100 = 1
Dimensioni: mm. 202 x 132 x 52
Capacimetro - con prese di collegamento alla rete c.a. si effettuano misure di capacità da 50 pF a 0,5 mF
pF x 1 = 50.000 pF fondo scala
pF x 10 = 0.5 mF fondo scala

Completo di accessori: L. 12500

TRANSISTOR "PHILIPS"

I prezzi riportati nelle tabelle sono di listino e quindi soggetti agli sconti d'uso.

PER BASSA FREQUENZA

Tipo	Valori massimi: Tensione collettore-emettitore Di cresta (V)	Valori massimi: Tensione collettore-emettitore C. C. (V)	Valori massimi: Corrente di cresta del collettore (mA)	Valori massimi: Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Valori massimi: Dissipazione al collettore (T_{amb} = 25 °C) (mW)	Valori massimi: Guadagno in corrente h_{fe}	Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
Amplificatori Classe A e B per segnali forti (PNP al germanio)								
OC 26	32	16	3500	90	13000	33	**1980**	di potenza, guadagno medio
OC 30	32	16	1400	75	3600	35	**2880**	di potenza, guadagno medio
OC 72	32	32	250	75	165	70	**1150**	stadi pilota e finali di media potenza
OC 74	20	20	300	75	550	65	**1250**	stadi pilota e finali di media potenza
OC 79	26	26	300	75	550	42	**1300**	stadi finali di media potenza

PER BASSA FREQUENZA

Tipo	Valori massimi						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emettitore		Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (T_{amb} = 25 °C) (mW)	Guadagno in corrente h_{fe}		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						
Amplificatori Classe A per segnali deboli (PNP al germanio)								
OC 57	7	3	10	55	10	35	**1800**	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 58	7	3	10	55	10	55	**1800**	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 59	7	3	10	55	10	80	**1800**	preamplif. in ricevitori per deboli di udito
OC 60	7	3	10	55	10	60	**1800**	stadio finale per deboli di udito
OC 70	30	30	50	75	125	30	**980**	impieghi generali
OC 71	30	30	50	75	125	50	**1000**	impieghi generali
OC 75	30	30	50	75	125	90	**1100**	elevato guadagno, per impieghi generali

PER RADIO FREQUENZA

Tipo	Di cresta (V)	C. C. (V)	Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. (°C)	Dissipazione (mW)	Guadagno h_{fe}	Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
Stadi Convertitori, Mescolatori, Oscillatori (PNP al germanio)								
OC 44	15	15	10	75	83	100	**1250**	oscillatore-convertitore in radioricevitori per onde medie (fαb = 15 MHz)
OC 45	15	15	10	75	83	50	**1200**	amplificatore m.f. per ricevitori AM (fαb = 6 MHz)
OC 169	20	20	10	75	50	100	**1200**	amplificatore m.f. in ricevitori AM/FM (fαb = 70 MHz)
OC 170	20	20	10	75	83	100	**1500**	oscillatore-convertitore per onde corte (fαb = 70 MHz)
OC 171	20	20	5	75	83	—	**2050**	amplif. a.f. e convertitore in ricevitori FM (100 MHz)

PER USI INDUSTRIALI, CIRCUITI DI COMMUTAZIONE CALCOLATRICI ELETTRONICHE

Tipo	Valori massimi						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emettitore		Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (T_{amb} = 25 °C) (mW)	Guadagno in corrente h_{fe}		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						
Circuiti di commutazione ad elevata velocità (PNP al germanio)								
OC 22	32	24	1000	75	10000	150	**5350**	contatori digitali, amplificatori b.f. di qualità
OC 23	40	24	1000	75	10000	150	**6000**	generatori d'impulsi per memorie magnetiche
OC 24	32	24	1000	75	10000	150	**6000**	per telefonia a correnti portanti
OC 46	20	20	125	75	83	< 80	**3100**	corrente media
OC 47	20	20	125	75	83	< 200	**3400**	corrente media
Circuiti di commutazione a bassa velocità (PNP al germanio)								
OC 28	60/80	60/80	6000	90	13000	32	**4700**	
OC 29	32/48/60	32/48/60	6000	90	13000	90	**4270**	convertitori - elevatori di tensione in circuiti a correnti e tensioni elevate
OC 35	32/48/60	32/48/60	6000	90	13000	50	**3850**	
OC 36	32/60/80	32/60/80	6000	90	13000	70	**5350**	
OC 76	32	32	250	75	165	45	**1350**	oscillatori ad impulsi
OC 77	60	60	250	75	165	52	**1850**	oscillatori ad impulsi
OC 80	32	32	600	75	550	85	**1350**	oscillatori ad impulsi
Circuiti di commutazione ad elevata velocità (NPN[1] al germanio)								
OC 139	20	20	250	75	100	45	**3600**	calcolatrici
OC 140	20	20	250	75	100	75	**4300**	calcolatrici
OC 141	20	20	250	75	100	150	**4700**	calcolatrici
Usi industriali (PNP al silicio)								
OC 200	25	25	50	150	250	20	**5350**	impieghi generali in b.f.
OC 201	25	25	50	150	250	30	**6000**	impieghi generali in b.f.

Fototransistor (PNP al germanio)

Tipo	Valori massimi						Prezzi listino GBC Lire	Impieghi tipici
	Tensione collettore-emettitore		Corrente di cresta del collettore (mA)	Temperatura max. alla giunzione in funzionamento continuo (°C)	Dissipazione al collettore (T_{amb} = 25 °C) (mW)	Corrente in oscurità (μA)		
	Di cresta (V)	C. C. (V)						
OCP 70	7,5	7,5	20	0,5	25	325	**4000**	per fotoapplicazioni
OCP 71	25	25	10	55	25	300	**10300**	per fotoapplicazioni

1) Le tensioni e le correnti dei transistor NPN hanno polarità inverse.

DIODI "PHILIPS"

DIODI AL SILICIO

Tipo	Valori massimi assoluti: Tensione inversa di cresta (V)	Tensione continua inversa (V)	Corrente media diretta (mA)	Corrente di cresta diretta (mA)	Sovracorrente istantanea per la durata di 1 sec. (mA)	Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
BA 100	60	60	20	50	200	**770**	Diodo al silicio a lega, esecuzione miniatura.
BA 102						**1000**	Diodo al silicio, esecuzione in miniatura, per controllo automatico di frequenza.
OA 200	50	50	50	150		**1130**	Diodo al silicio a lega per 50 V, esecuzione miniatura.
OA 202	150	150	30	100		**1400**	Diodo al silicio per impieghi generali.

Tipo	Valori massimi assoluti: Tensione nominale di Zener ($-V_z$) (V)	Massima corrente di Zener - ($-I_z$) (mA)	Impedenza dinamica R_z con $I_z = 5$ mA (Ω)	Corrente inversa con $V_A = 2$ V ($m\mu A$)	Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
OAZ 200	4,7	40	60	250	**3300**	Diodi al silicio a giunzione per lega per la stabilizzazione di correnti di debole intensità o per impiego come sorgenti di tensioni di riferimento.
OAZ 201	5,1	40	50	100	**3300**	
OAZ 202	5,6	40	25	30	**3300**	
OAZ 203	6,2	40	6	10	**3300**	
OAZ 204	6,8	40	4	10	**3300**	
OAZ 205	7,5	40	4	5	**3300**	
OAZ 206	8,2	40	4	5	**3300**	
OAZ 207	9,1	40	4	5	**3300**	
OAZ 208 . . . OAZ 213					**2950**	

DIODI AL GERMANIO

Tipo	Valori massimi assoluti					Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Tensione continua inversa (V)	Corrente media diretta (mA)	Corrente di cresta diretta (mA)	Sovracorrente istantanea per la durata di 1 sec. (mA)		
OA 5	100	100	115	350	500	**1130**	Diodo al germanio « gold bonded » per 100 V di tens. Impieghi generali.
OA 7	25	15	50	50	400	**1325**	Diodo al germanio « gold bonded » particolarmente adatto per circuiti di commutazione ad elevata corrente diretta.
OA 9	25	25	35	500	800	**1460**	Diodo al germanio « gold bonded » ad elevata conduttanza diretta particolarmente adatto per circuiti di commutazione ad elevata corrente diretta.
OA 47	25	15	50	50	300	**1325**	Esecuzione miniatura del tipo OA 7.
OA 90	30	20	8	45	200	**280**	Esecuzione miniatura del tipo OA 70.
OA 91	115	90	50	150	500	**280**	Esecuzione miniatura del tipo OA 81.
OA 92	20	15	5	10	100	**370**	Diodo miniatura per calcolatrici elettroniche.
OA 95	115	90	50	150	500	**300**	Esecuzione miniatura del tipo OA 85.
OA 70	22,5	15	50	150	400	**240**	Diodo al germanio a punta di contatto per rivelatore video.
OA 72	45	30	10	100	200	**280**	Diodo al germanio per discriminatore e rivelatore a rapporto per FM.
OA 73	30	20	50	150	400	**270**	Diodo al germanio a punta di contatto per usi professionali.
OA 79	45	30	35	100	200	**260**	Diodo al germ. per rivelat. a rapporto (resist. di smorz.. > 13,5 kΩ).
OA 81	115	90	50	150	500	**230**	Diodo al germanio a punta di contatto per 100 V. Impieghi generali.
OA 85	115	90	50	150	500	**270**	Diodo al germanio a punta di contatto per impieghi generali.
OA 86	90	60	35	150	200	**950**	Diodo al germanio a punta di contatto per calcolatrici elettroniche.

RADDRIZZATORI AL GERMANIO

Tipo	Valori massimi assoluti				Descrizione
	Tensione inversa di cresta (V)	Corrente media diretta (A)	Corrente diretta di cresta (A)	Prezzi listino GBC Lire	
OA 31	85	12	12	4400	Diodo al germanio a giunzione, raddrizzatore di potenza.

RADDRIZZATORI AL SILICIO

Tipo	Tensione inversa di cresta (V)	Corrente media diretta (A)	Corrente diretta di cresta (A)	Prezzi listino GBC Lire	Descrizione
OA 210	400	0,5	5	1180	Diodo al silicio a lega per 400 V e 500 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 211	800	0,4	4	2180	Diodo al silicio a lega per 800 V e 400 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 214	700	0,5	5	2100	Diodo al silicio a lega per 700 V e 500 mA, raddrizzatore per televisione.
OA 260	200	20	100	15000	Diodo al silicio per impieghi industriali.

FOTODIODI AL GERMANIO

Tipo	Valori massimi assoluti				Descrizione
	Massima tensione inversa (V)	Massima corrente inversa (mA)	Sensibilità con T_c = 2500 °K N (µA/100 lux)	Prezzi listino GBC Lire	
OAP 12	3	30	> 5	5500	Fotodiodo al germanio a giunzione P-N con lente in testa.

I prezzi riportati nelle tabelle sono di listino e quindi soggetti agli sconti d'uso

SOLUZIONI DEI GIOCHI DELLE PAGG. 87 - 88

▨	A	C	C	U	S	A	T	O
A	R	I	A	▨	V	R	▨	F
C	A	M	B	R	I	D	G	E
I	▨	A	I	U	T	O	▨	L
D	U	▨	N	▨	O	R	A	I
O	S	C	A	R	▨	E	P	A
▨	O	R	▨	E	I	▨	E	▨

QUIZ N° 1: GRATTUGIA
QUIZ N° 2: CORTECCIA D'ALBERO
QUIZ N° 3: CUPOLA GALLERIA DI NAPOLI

S	M	O	T	A
T	O	C	U	N
A	S	C	O	T
T	T	H	N	R
O	O	I	O	O

FONOVALIGIE NUOVA PRODUZIONE G.B.C

Linton

L. 24.000

Elegante fonovaligia amplificata a 4 velocità - Giradischi « Lesa » - Comandi di volume e tono - Potenza d'uscita 2 W circa - Alimentazione universale - Dimensioni cm. 35 x 32 x 15.

Cossor

L. 22.000

Elegante fonovaligia amplificata a 4 velocità - Giradischi « G.B.C. » - Comandi di volume e tono - Potenza d'uscita 2 W circa - Alimentazione universale - Dimensioni cm. 32 x 32 x 13.

OXFORD

L. 37.000

Elegante fonovaligia amplificata - Giradischi « Lesa » a 4 velocità - Comandi di tono e volume - Presa altoparlante sussidiario - Potenza d'uscita 3 W - Alimentazione universale - Dimensioni cm. 39 x 32 x 19.

BRISTOL

L. 63.000

Lussuosa fonovaligia ad elevata fedeltà musicale - Predisposta per riproduzioni stereo - Cambiadischi automatico originale « Lesa » - Amplificatore incorporato - Controlli dei toni alti, bassi, volume - Potenza d'uscita 3,5 W - Distorsione minore 1 % - Alimentazione universale - Dimensioni cm. 37 x 44 x 21.

FONOVALIGIE NUOVA PRODUZIONE G.B.C.

Scott

L.
41.000

Elegante fonovaligia a transistor - Giradischi « G.B.C. » a 4 velocità - Transistor impiegati 2 OC 71 e 2 OC 74 in pp - Amplificatore incorporato - Potenza d'uscita 1,5 W circa - Alimentazione a pile - Dimensioni cm. 32 x 32 x 13.

CAMBRIDGE

L.
28.000

Elegante fonovaligia amplificata - Giradischi « Lesa » a 4 velocità - Comandi di tono e volume - Potenza d'uscita 2,5 W - Alimentazione universale - Dimensioni cm. 34 x 28 x 18.

Stereo-full

L.
55.000

Lussuosa fonovaligia stereofonica - Giradischi « G.B.C. » a 4 velocità - 2 altoparlanti - Amplificatore incorporato - Potenza d'uscita 4 W (2 W per canale) - Doppio controllo volume e tono.
Valvole impiegate 1 ECC 82 e 2 EL 84 + 1 raddrizzatore al selenio.
Alimentazione universale - Dimensioni cm. 54 x 33 x 17,5.

Alla **Galleria De Cristoforis in Milano,**

che si apre accogliente ed elegante sul corso Vittorio Emanuele, le belle vetrine del quotidiano IL GIORNO ospitano con sobria eleganza parte della produzione GBC. Questa raffinata esposizione attesta l'alto livello di un nome, che si va imponendo alla naturale attenzione del pubblico.

AR/20

RADIORICEVITORE PORTATILE A TRANSISTOR

AL VERTICE DELLA TECNICA

CARATTERISTICHE TECNICHE

transistor impiegati	2 OC 72 - 2 OC 45 1 OC 71 - 1 OC 44
diodo impiegato	1 OA 70
gamma delle freq. ricevibili	520 ÷ 1615 kHz
sensibilità enna	400 μV/m per 10 mW d'uscita
potenza d'uscita	400 mW
alimentazione	2 pile da 6 V in parallelo
antenna interna in ferroxcube	
mobile in materiale antiurto	gr 870
dimensioni	cm 20 × 12 × 5

Prezzo di Listino Lire

23.000

TASSA RADIO COMPRESA

SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV: L. 250